

Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroenergetiky



**OPTIMALIZACE PROVEDENÍ SYNCHRONNÍHO
STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY**

**DESIGN OPTIMIZATION OF PERMANENT
MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE**

DOKTORANDSKÁ DISERTAČNÍ PRÁCE

VE STUDIJNÍM PROGRAMU
P2649 ELEKTROTECHNIKA

Prosinec 2015

Ing. Ladislav SLÍVA



Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava
Technical University of Ostrava

Fakulta elektrotechniky a informatiky
Faculty of Electrical Engineering and Computer Science

Katedra Elektroenergetiky 410
Department of Electrical Power Engineering

Studijní program:	P2649 Elektrotechnika
Studijní obor:	2642V004 Elektrické stroje, přístroje a pohony
Školící pracoviště:	Katedra Elektroenergetiky 410
Školitel:	doc. Ing. Stanislav Mišák, Ph.D.
Doktorand:	Ing. Ladislav Slíva, ING.PAED.IGIP
Pracoviště doktoranda:	Katedra elektroenergetiky 410
Termín obhajoby disertační práce: 17. 12. 2015	
Autoreferát rozeslán dne:	



BIBLIOGRAFICKÝ ZÁZNAM

SLÍVA, Ladislav. *Optimalizace provedení synchronního stroje s permanentními magnety*: doktorandská disertační práce. Ostrava: Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Katedra elektroenergetiky, 2015. 242 s. Školitel doc. Ing. Stanislav MIŠÁK, Ph.D.

ANOTACE

Disertační práce se zabývá problematikou optimalizace rotorové části synchronního stroje s permanentními magnety, provozovaného v generátorickém režimu. Hlavním cílem této práce je především analýza vlivu změny počtu, tvaru a uložení dílčích paralelních magnetů na jeden pól na vybraných provozních vlastnostech – tedy snížení ztrát, resp. zlepšení účinnosti důsledkem eliminace vybraných lichých harmonických v základní křivce magnetické indukce. Samotný výzkum je pak založen nejen na simulacích, ale také i na analytických výpočtech a měřeních, přičemž základní problémy jsou vždy popsány matematickými modely, jež vycházejí z principu SHE – PWM (Selective Harmonic Eliminated Pulse – Width Modulation) a PAM (Pulse – Amplitude Modulation). S ohledem na perspektivu a užitečnost výzkumu jsou v závěru výsledky prakticky ověřeny měřeními na reálném prototypu.

KLÍČOVÁ SLOVA

synchronní, stroj, generátor, permanentní, magnet, paralelní, FEM, provozní, vlastnosti, účinnost, harmonické, měření, analytický, optimalizace.



BIBLIOGRAPHIC RECORD

SLÍVA, Ladislav. *Design Optimization of Permanent Magnet Synchronous Machine*: Doctoral Thesis. Ostrava: VSB – Technical university of Ostrava, Faculty of Electrical Engineering and Computer Science, Department of Electrical Power Engineering, 2015. p. 242. Supervisor doc. Ing. Stanislav MIŠÁK, Ph.D.

ANNOTATION

Dissertation deals with the optimization of the rotor part of synchronous machine with permanent magnets, operated in generator mode. The main objective of this work is to analyze the impact of changes in the number, shape and position of parallel magnets per pole to the selected operating characteristics - reducing losses, respectively. improving the efficiency due to the elimination of selected odd harmonics of the base curve of the magnetic induction. The research work is then based not only on the simulations, but also on analytical calculations and measurements, and fundamental solved problems are always described by mathematical models, which are based on the principle of SHE - PWM (Selective Harmonic Eliminated Pulse - Width Modulation) and PAM (Pulse - Amplitude Modulation). Considering the prospects and usefulness research are the end results verified by measurements on a real prototype.

KEY WORDS

synchronous, machine, generator, permanent, magnet, parallel, FEM, operating, properties, efficiency, harmonic, measurement, analytic, optimization.



PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem disertační práci na téma *Optimalizace provedení synchronního stroje s permanentními magnety* vypracoval samostatně a uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne.....

Podpis autora:.....



PODĚKOVÁNÍ

Rád bych na tomto místě poděkoval panu *doc. Ing. Stanislavu Mišákovi, Ph.D.* za cenné rady a připomínky v rámci průběhu celého doktorského studia i v rámci zpracování disertační práce.



Motto:

„Jestliže v životě najdeš cestu bez překážek, určitě nikam nevede“

ARTHUR. C. CLARKE



SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

SYMBOLY

a	Počet paralelních větví
B_r	Remanentní magnetická indukce PM
B_{z1}	Magnetická indukce v hlavě zubu statoru
b_{z1}	Šířka zubu v jeho středu
B_{z2}	Magnetická indukce ve středu těla zubu statoru
B_δ	Amplituda magnetické indukce ve vzduchové mezeře
$B_{\delta,h}$	Amplituda magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro příslušnou lichou harmonickou
$\cos \varphi_P$	Předpokládaný účinník
D_1	Vnitřní průměr statoru
D_{1j}	Vnitřní průměr jha statoru
D_2	Vnější průměr rotoru
D_e	Vnější průměr statoru
d_1	průměr vodiče cívek
f_n	Jmenovitá frekvence
h	Řád harmonické
H_c	Koercitivní síla PM
h_M	Výška magnetu
I_n	Jmenovitý proud
k_{Fe}	Činitel plnění železa
k_{Fe}	Činitel plnění železa
k_{cu}	Činitel plnění drážky
k'_{cu}	Předběžně zvolený činitel plnění drážky
k_{v1}	Činitel vinutí
k_ρ	Činitel zvýšení ztrát
k_ρ	Činitel zvýšení ztrát
l_{av}	Střední délka jednoho závitu
l_i	Délka svazku
l_M	Délka magnetu
m	Počet fází
M_n	Jmenovitý moment
N	Množina přirozených čísel
N_c	Celkový počet cívek ve stroji
N_{c1}	Počet závitů v jedné cívce
N_{cf}	Počet cívek ve fázi
n_n	Jmenovité otáčky
N_s	Počet závitů v jedné fázi v sérii
P_n	Jmenovitý výkon



q	Počet drážek na pól a fázi
Q_s	Počet statorových drážek
R_s	Statorový odpor jedné fáze
S_1	Skutečný průřez vodiče
S_c	Čistá plocha drážky
S'_d	Předběžná plocha drážky
S_{dd}	Plocha drátu v drážce
t	Největší společný dělitel počtu drážek Q_s a počtu pólových dvojic p
t_p	Pólová rozteč
t_{dl}	Drážková rozteč ve středu zubu statoru
U_{if}	Indukované napětí jedné fáze ve stavu naprázdno
U_n	Jmenovité sdružené napětí
V_{I-SMPM}	Kubatura motoru
V_r	Objem rotoru
w_M	Šířka magnetu
y_1	Cívkový krok vyjádřený v počtu drážek
δ	Délka vzduchové mezery
ΔP_{Cu}	Ztráty ve vinutí
$\Delta P_{Cu\check{c}}$	Elektrické ztráty v čelech statorového vinutí
ΔP_{CuD}	Elektrické ztráty té části vinutí v drážkách
ΔP_{Fe}	Ztráty v železe,
ΔP_c	Celkové ztráty v analyzovaném stroji
ΔP_d	Aditivní (přídavné ztráty).
ΔP_{mech}	Mechanické ztráty
α_θ	Střední hodnota součinitele přestupu tepla
ρ_{PM}	Rezistivita materiálu PM
σ_{Ftan}	Tangenciální napětí
ϕ_h	Magnetický tok příslušné harmonické složky
K	Střední hodnota součinitele oteplení povrchu
P	Příkon stroje
η	Účinnost
$\eta\%$	Účinnost (v procentech)
χ	Poměr mezi ekvivalentní délkou jádra a průměrem vzduchové mezery
ω	Úhlová rychlost
$2p$	Počet pólů

ZKRATKY

2D	Dvojměrný
3D	Trojměrný
AM	Asynchronní motor
FEM	Metoda konečných prvků



FEMM	Program založený na principu metody konečných prvků
FFT	Rychlá Fourierova transformace
FLEXPROM	Program pro analýzu harmonických
I – SMPM	Synchronní stroj s magnety uvnitř rotoru
MKP	Metoda konečných prvků
PM	Permanentní magnet(y)
SMPM	Synchronní stroj s permanentními magnety
THD	Celkové harmonické zkreslení



OBSAH

1. ÚVOD	1
2. FORMULACE PROBLÉMU, CÍLE A USPOŘÁDÁNÍ DISERTAČNÍ PRÁCE	4
3. OPTIMALIZACE I – SMPM	9
3.1 ANALÝZA PŮVODNÍHO I – SMPM	9
3.1.1 ANALÝZA VYBRANÝCH PROVOZNÍCH VLASTNOSTI ANALYTICKÝMI VÝPOČTY	14
3.1.2 ANALÝZA VYBRANÝCH PROVOZNÍCH VLASTNOSTI MĚŘENÍM	18
3.1.2.1 STATOROVÝ ODPOR JEDNÉ FÁZE R_s	18
3.1.2.2 CHARAKTERISTIKA „NAPRÁZDNO“	18
3.1.2.3 CHARAKTERISTIKA „NAKRÁTKO“	20
3.1.2.4 MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY	21
3.1.3 ANALÝZA VYBRANÝCH PROVOZNÍCH VLASTNOSTI METODOU KONEČNÝCH PRVKŮ	23
3.1.3.1 SESTAVENÍ NUMERICKÉHO MODELU	23
3.1.3.2 ŘEŠENÍ A VYHODNOCENÍ NUMERICKÉHO MODELU ANALYZOVANÉHO STROJE – JEDEN MAGNET NA JEDEN PÓL	26
3.1.3.3 ŘEŠENÍ A VYHODNOCENÍ NUMERICKÉHO MODELU ANALYZOVANÉHO STROJE – ČTYŘI MAGNETY NA JEDEN PÓL	33
3.1.3.4 KOMPLEXNÍ ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ ANALYZOVANÉHO STROJE	38
3.2 ANALÝZA VLIVU ZMĚNY TVARU, ULOŽENÍ A POČTU PARALELNÍCH MAGNETŮ NA JEDEN PÓL NA PROVOZNÍCH VLASTNOSTECH	40
3.2.1 KONCEPT METODY SHE PWM	40
3.2.1.1 MATEMATICKÝ MODEL A JEHO ODVOZENÍ	40
3.2.1.2 VLIV TVARU, ULOŽENÍ A POČTU PARALELNÍCH MAGNETŮ NA JEDEN PÓL S OHLEDEM NA 5. HARMONICKOU	47
3.2.1.3 VLIV TVARU, ULOŽENÍ A POČTU PARALELNÍCH MAGNETŮ NA JEDEN PÓL S OHLEDEM NA 5. A 7. HARMONICKOU	76
3.2.2 KONCEPT METODY PAM	95
3.2.2.1 MATEMATICKÝ MODEL A JEHO ODVOZENÍ	96
3.2.2.2 VLIV TVARU, ULOŽENÍ A POČTU PARALELNÍCH MAGNETŮ NA JEDEN PÓL S OHLEDEM NA 5., 7., 11. A 13. HARMONICKOU	99
3.2.3 DÍLČÍ ZÁVĚRY A SOUHRNNÉ VÝSLEDKY	117
4. ZÁVĚRY DISERTAČNÍ PRÁCE	118
4.1 ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ	119



4.2 SPLNĚNÍ CÍLŮ.....	125
4.3 ANALÝZA PŘÍNOSŮ PRÁCE PRO VĚDU A PRAXI.....	127
4.4 MOŽNOSTI ROZŠÍŘENÍ.....	128
LITERATURA.....	130
SEZNAM PUBLIKAČNÍ ČINNOSTI.....	137
SEZNAM PROJEKTŮ – SPOLUÚČAST.....	139
DALŠÍ AKTIVITY V RÁMCI DOKTORSKÉHO STUDIA	140
 PŘÍLOHY	 141
PŘÍLOHA P1 – ANALÝZA SOUČASNÉHO STAVU	141
P1.1 SROVNÁNÍ SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY A ASYNCHRONNÍHO KLECOVÉHO MOTORU	141
P1.2 SYNCHRONNÍ STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY	143
P1.3 PERMANENTNÍ MAGNETY POUŽÍVANÉ VE STAVBĚ SYNCHRONNÍCH STROJŮ BUZENÝCH PM.....	154
P1.4 SOUČASNÉ METODY ZVYŠOVÁNÍ ÚČINNOSTI.....	158
PŘÍLOHA P2 – VÝPOČET Činitele VINUTÍ	165
PŘÍLOHA P3 – VÝPOČET MAGNETICKÉ INDUKCE VE STŘEDU STATOROVÉHO ZUBU	166
PŘÍLOHA P4 – VÝPOČET AMPLITUDY MAGNETICKÉ INDUKCE VE STŘEDU VZDUCHOVÉ MEZERY PRO HARMONICKÉ VYŠŠÍCH ŘÁDŮ 5, 7, 11 a 13 (JEDEN MAGNET NA JEDEN PÓL)	166
PŘÍLOHA P5 – ANALYTICKÝ VÝPOČET CHARAKTERISTIKY „NAPRÁZDNO“	168
PŘÍLOHA P6 – VÝPOČET ZTRÁT ANALYZOVANÉHO STROJE.....	169
PŘÍLOHA P7 – MĚŘENÍ STATOROVÉHO ODPORU R_s	175
PŘÍLOHA P8 – MĚŘENÍ „NAPRÁZDNO“	175
PŘÍLOHA P9 – MĚŘENÍ „NAKRÁTKO“	176
PŘÍLOHA P10 – MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY	176
PŘÍLOHA P11 – VYPOČÍTANÁ CHARAKTERISTIKA „NAPRÁZDNO“ A „NAKRÁTKO“ POMOCÍ MKP	176
PŘÍLOHA P12 – HARMONICKÁ ANALÝZA PŮVODNÍHO ANALYZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – JEDEN MAGNET NA JEDEN PÓL.....	177
PŘÍLOHA P13 – HARMONICKÁ ANALÝZA PŮVODNÍHO ANALYZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – 4 MAGNETY NA JEDEN PÓL.....	178
PŘÍLOHA P14 – HARMONICKÁ ANALÝZA OPTIMALIZOVANÉHO	



STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – ELIMINACE 5. HARMONICKÉ	179
PŘÍLOHA P15 – HARMONICKÁ ANALÝZA OPTIMALIZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – ELIMINACE 5. HARMONICKÉ (FINÁLNÍ MODEL).....	180
PŘÍLOHA P16 – HARMONICKÁ ANALÝZA OPTIMALIZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – ELIMINACE 5. HARMONICKÉ (MUM – GA).....	181
PŘÍLOHA P17 – ZDROJOVÝ KÓD A ŘEŠENÍ SOUSTAVY DVOU NELINEÁRNÍCH ROVNIC O DVOU NEZNÁMÝCH V PRGRAMU MATLAB	182
PŘÍLOHA P18 – HARMONICKÁ ANALÝZA OPTIMALIZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – ELIMINACE 5. A 7. HARMONICKÉ.....	183
PŘÍLOHA P19 – HARMONICKÁ ANALÝZA OPTIMALIZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – ELIMINACE 5. A 7. HARMONICKÉ (MUM – GA)	184
PŘÍLOHA P20 – ZDROJOVÝ KÓD A ŘEŠENÍ SOUSTAVY ČTYŘ NELINEÁRNÍCH ROVNIC O PĚTI NEZNÁMÝCH V PROGRAMU MATLAB	185
PŘÍLOHA P21 – HARMONICKÁ ANALÝZA OPTIMALIZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – ELIMINACE 5., 7., 11. A 13. HARMONICKÉ.....	185
PŘÍLOHA P22 – HARMONICKÁ ANALÝZA OPTIMALIZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – ELIMINACE 5., 7., 11. A 13. HARMONICKÉ (MUM – GA)	186
PŘÍLOHA P23 - DÍLČÍ ZÁVĚRY, PODROBNÉ VÝPOČTY A VÝSLEDKY KAPITOLY 3.2.....	188
P23.1 ELIMINACE 5. HARMONICKÉ.....	188
P23.2 ELIMINACE 5. A 7. HARMONICKÉ.....	198
P23.3 ELIMINACE 5., 7., 11. A 13. HARMONICKÉ.....	207
PŘÍLOHA P24 – NÁVRH A REALIZACE OPTIMALIZOVANÉHO STROJE.....	216
PŘÍLOHA P25 – VERIFIKACE NAVRŽENÝCH POSTUPŮ MĚŘENÍM NA REALNÉM PROTOTYPU	236

1. ÚVOD

Elektrické stroje patří do skupiny náročných disciplín silnoproudé elektrotechniky a jsou známe více jak 150 let. Jejich teorie byla poprvé sepsána okolo roku 1910 [1] a doposud se až na vzácné výjimky nezměnila. Zpřesnily se výpočtové metody, dále pak výpočty chlazení, ventilační výpočty a i výpočty mechanických částí strojů. S použitím kvalitnějších materiálů (zejména izolačních materiálů, materiálů permanentních magnetů apod.) pak výkony strojů narůstaly. [1]

Speciálně vytvářené materiály mající schopnost ponechat si magnetismus byly do výzkumu elektrických strojů poprvé zařazeny v 50. letech 20. století. Následný intenzivní vývoj časem zapříčinil změnu primárního použití jednotlivých materiálů permanentních magnetů, což bylo už na pohled patrné jejich technologickým zpracováním a i viditelnými změnami cen. Projektanti elektrických pohonů se rozhodují vzhledem k vlastnostem synchronních strojů s permanentními magnety a individuálním požadavkům ze strany zákazníka mezi sinusovým nebo obdélníkovým průběhem. I zde však bude mít hlavní roli cena. Měníče se sinusovým průběhem jsou složitější z pohledu řízení a tedy i dražší, nicméně obě tyto technologie pomohly synchronní stroje s permanentními magnety rozvíjet.

Rovněž nelze opomenout výkonové spínací prvky jakožto samotné základny výkonových polovodičových měničů, které za poslední léta zaznamenaly výrazné zlepšení parametrů. Díky tomu v kombinaci s permanentními magnety z nejmodernějších materiálů disponující značnou hustotou magnetické energie jsme schopni vyrobit velmi výkonné synchronní stroje s permanentními magnety.

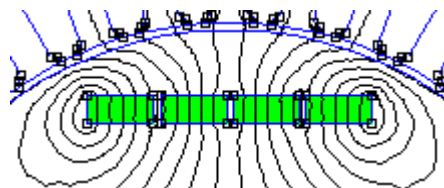
Nejen u nás, ale i v zahraničí se jak odborníci z akademické sféry, tak i soukromé sektory zabývají různým zdokonalováním jednotlivých částí synchronních strojů s permanentními magnety a zlepšováním jejich provozních vlastností – především účinnosti. Důvodem jsou nejen stále vyšší požadavky kladené na úsporu elektrické energie, ale také i na životnost a spolehlivost těchto strojů.

V praxi se můžeme setkat se stroji s různým konstrukčním uspořádáním včetně speciálních synchronních strojů – tedy stator nebo rotor může být různými způsoby modifikován a lišit se tak více či méně od klasického uspořádání [2]. Snaha zlepšovat provozní vlastnosti synchronních strojů s permanentními magnety pak znamená pochopit jeho chování v různých provozních stavech a najít tak následně vhodnou cestu ke zlepšení jeho provozních vlastností.

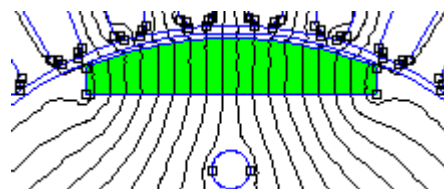
Použití synchronních strojů s permanentními magnety se v praxi postupně rozšiřuje a aplikuje do různých elektrických pohonů (tramvaje, elektrické lokomotivy apod.), mimo jiné má také značné zastoupení ve větrných elektrárnách jako synchronní generátor s permanentními magnety. Velice užitečnou pomůckou při optimalizaci elektrických strojů jsou programy principiálně založené na metodě konečných prvků (MKP). Používají se jak 2D verze, tak i 3D verze.

Tato disertační práce se zaměří na topologii SMPM s magnety uloženými v železe rotoru (I – SMPM), konkrétně na rotorovou část. Snahou zde bude aplikovat koncepci *SHE PWM* (*Selective Harmonic Eliminated Pulse Width Modulation*) a metodu *PAM* (*Pulse Amplitude Modulation*) na samotný permanentní magnet s cílem vhodně jej rozdělit na dílčí paralelní (popř. u větších strojů

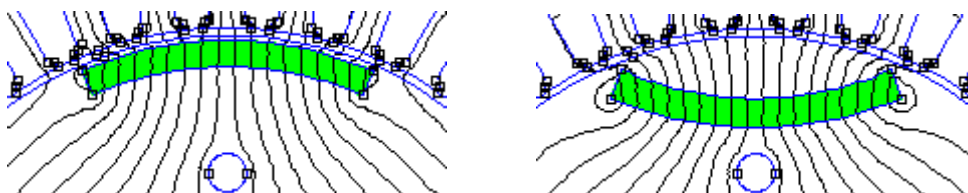
paralelní magnety vhodně uspořádat a definovat jejich rozměry). Předpokladem je totiž skutečnost, že vhodné rozdělení magnetu na dílčí paralelní (popř. u větších strojů vhodné uspořádání a nadefinování jejich rozměrů) alespoň částečně pozitivně ovlivní obsah vybraných lichých harmonických v základní křivce magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ , což se v důsledku projeví na snížení ztrát v železe a zvýšení účinnosti. Dílčí paralelní magnety se tak nebudou posuzovat jen z pohledu jejich počtu (obr. 1), ale také i jejich tvaru (buď tvar samostatného magnetu (pouze v případě eliminace 5. harmonické – obr. 2A) anebo tvaru celé skupiny paralelních magnetů na jeden pól – obr. 2B-E) a uložení (tzn. vertikální pozice dílčích paralelních magnetů v železe – obr. 3). V neposlední řadě pak samotný výzkum bude členěn na dvě etapy, přičemž v rámci I. etapy výzkum vyjde přímo z odvozeného matematického modelu a bude aplikován na současné magnety analyzovaného stroje (obr. 24) a v případě výzkumu prezentovaného ve II. etapě bude plně využito metod umělé inteligence, jež napoví nejvhodnější rozměr, tvar a uložení magnetů s ohledem na maximální možnou hodnotu B_δ a pochopitelně i maximální eliminaci vybrané liché harmonické, resp. vybraných lichých harmonických. Celý výzkum bude cílen na ztráty v železe ve stavu jmenovitého zatížení a z toho i plynoucí účinnost. Ztráty „naprázdno“ nebudou v této práci řešeny ani diskutovány.



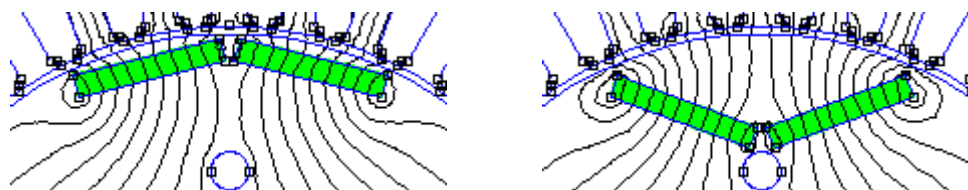
Obr. 1 – Příklad čtyř paralelních magnetů na jeden pól



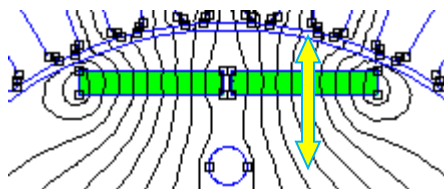
Obr. 2A – Příklad tvarování samostatného magnetu



Obr. 2B,C – Příklad tvarování samostatného magnetu



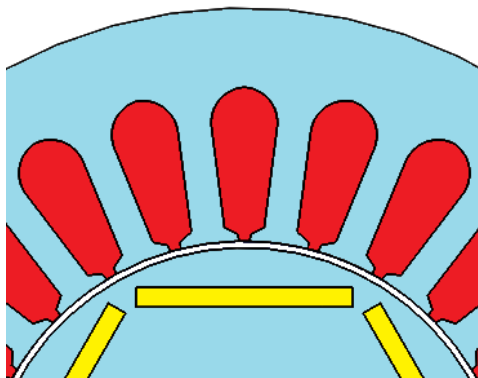
Obr. 2D,E – Příklad tvarování samostatného magnetu



Obr. 3 – Příklad vertikální změny uložení magnetů v železe

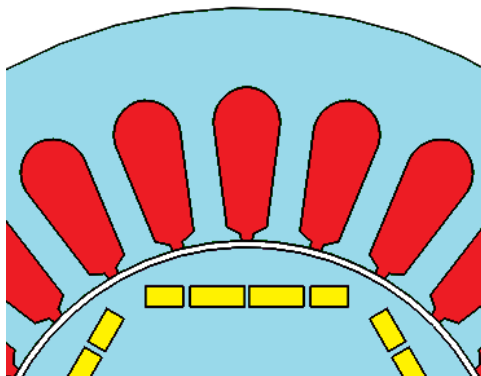
2. FORMULACE PROBLÉMU, CÍLE A USPOŘÁDÁNÍ DISERTAČNÍ PRÁCE

Prakticky veškeré elektromagnetické parametry synchronního stroje s permanentními magnety jsou silně závislé na rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře, což přímo ovlivňuje výkon [3], [4]. Provedeme-li pomocí programu FEMM (založený na principu metody konečných prvků) a programu FLEXPPO Professional (pomocí rychlé Fourierovy transformace – FFT) analýzu vybraných lichých harmonických vyšších řádů v křivce průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře synchronního stroje s permanentními magnety (kap. 3.1.3), zjistíme, že tato základní křivka obsahuje nemalé množství prostorových harmonických, jejichž amplitudy dosahují nezanedbatelných hodnot, a tudíž průběh není zdaleka čistě sinusový. Tyto harmonické zvyšují především ztráty v železe a v důsledku pak účinnost stroje klesá. Taktéž tyto harmonické mohou způsobit kolísání proudu ve satorovém vinutí a pole reakce kotvy, což následně způsobí zvlnění elektromagnetického momentu, který se stane zdrojem vibrací a zvýší hluk stroje.



Obr. 4 – Ukázka části konstrukce synchronního stroje s permanentními magnety v železe rotoru (I – SMPM) – jeden magnet na jeden pól [14]

Při návrhu a konstrukci synchronních strojů je v současné době praxe taková, že magnety jako celky, tzn. jeden permanentní magnet na jeden pól (obr. 4), se použijí v konstrukci SMPM pouze tehdy, pokud z technologického hlediska je možno takovéto magnety vyrobit. U strojů zejména velkých výkonů nelze vyrobit a dodat jeden permanentní magnet na jeden pól, který by odpovídal magnetickým a rozměrovým vlastnostem požadovaným pro daný stroj (permanentní magnet šířky např. 0,4 metru a délky 0,6 metru nelze z technologického hlediska v současné době vyrobit) a proto je nutné rozdělit jej na menší magnety umístěné vedle sebe (tzv. paralelní magnety - obr. 5).



Obr. 5 – Ukázka části konstrukce synchronního stroje s permanentními magnety v železe rotoru (I – SMPM) – čtyři paralelní magnety na jeden pól [14]

Stejná situace může i obecně nastat u strojů různých výkonů, kde je současně požadavek i na amortizér. Uložení tyči amortizéru někdy může vyjít na stejnou úroveň, jako jsou uloženy magnety. Z toho pak může plynout požadavek aplikovat více dílčích paralelních magnetů na jeden pól a tyče amortizéru tak umístit do mezer mezi tyto dílčí magnety.

S ohledem na výše uvedené skutečnosti bude proto snahou v rámci této disertační práce srovnat především topologii stroje podle obr. 4 s topologií podle obr. 5. Předpokladem je zde skutečnost, že konfigurace magnetů podle obr. 5 bude mít jiné, resp. rozdílné vybrané provozní vlastnosti oproti topologii rotoru prezentované na obr. 4. Posuzovat se tak bude vliv aplikace paralelních permanentních magnetů na jeden pól na místo jednoho v závislosti na možném zlepšení vybraných provozních vlastností synchronního stroje s permanentními magnety, resp. tedy nalézt optimální počet, uspořádání, rozměry a tvar¹ paralelních permanentních magnetů na jeden pól s ohledem na zlepšení vybraných provozních vlastností. Těmi se myslí vybrané liché harmonické v základní křivce B_δ , ztráty v železe a celková účinnost stroje). Práce se proto konkrétně zaměří na maximální eliminaci² vybraných lichých harmonických vyšších řádů (v případě této práce to budou vybrané liché harmonické 5., 7., 11. a 13. řádu) v křivce průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře I – SMPM a z toho i plynoucí snížení ztrát v žele, což v důsledku ovlivní samotnou účinnost stroje.

Výzkum bude zaměřen na topologii stroje I – SMPM³ (magnety uložené v železe pod povrchem rotoru – obr. 4 a obr. 5), přičemž výstupem práce se primárně očekává komplexní analýza, zpracování a řešení výše prezentované problematiky. Na konci výzkumu pak disertační práce ukáže ucelený postup, jak správně postupovat u strojů malých výkonů a rozdělit tak jeden magnet na několik dílčích paralelních s ohledem na zlepšení vybraných provozních vlastností. U strojů velkých výkonů, kde se běžně magnety na jeden pól ukládají vedle sebe, pak bude snahou ukázat, jak správně zvolit rozměry dílčích magnetů a jejich uložení vedle sebe (pozice v železe včetně vzdálenosti mezi dílčími magnety).

¹ Pojem „tvar“ paralelních magnetů byl vysvětlen v úvodu na straně 2.

² Pojem „eliminace“ je v této práci chápán jako proces max. potlačení nebo úplného vyřazení (odstranění)

³ Z technologických (výrobních) důvodů bude výzkum zaměřen na topologii I-SMPM (viz teze DP [95], str. 5)

Nahlédneme – li do různých tuzemských, ale především zahraničních literatur, sborníků konferencí či různých prezentací výzkumu věnovaných v rámci vědy a výzkumu problematice synchronních strojů s permanentními magnety, lze si všimnout, že podrobné analýzy soustředěné na problematiku SMPM s konfigurací permanentních magnetů podle obr. 5 chybí. Např. jistý americký vědeckovýzkumný pracovník vydal v roce 2010 již třetí edici světově známé publikace *Permanent Magnet Motor Technology – Design and Applications* [5], která se stroji s permanentními magnety zabývá podrobněji. V této publikaci a stejně tak i v jiných odborných knihách, např. [6], [7], [8], [9], [10], [11] a dalších, nalezneme pouze obecné aspekty návrhu synchronního stroje s permanentními magnety či někdy konkrétně zaměřené výzkumy směřované na konkrétní problémy, které jsou mnohdy doplněny i příklady, avšak vždy se jedná o stroj s jedním permanentním magnetem na jeden pól. Totéž lze tvrdit o publikacích zabývajících se provozními vlastnostmi synchronních strojů s permanentními magnety. Občas lze dohledat výzkum aplikovaný na stroj velkého výkonu, kde na jeden pól je z konstrukčního a technologického hlediska použito více magnetů, nicméně problematice uvedené na začátku kapitoly 2 se nevěnují. Totéž lze říci o možnostech různého uspořádání permanentních magnetů na jeden pól a jejich vliv na možné zlepšení provozní vlastnosti SMPM.

I přestože problematika provozních vlastností, návrhu, konstrukce a optimalizace synchronních strojů s permanentními magnety spadá do oblasti vědeckého zájmu katedry elektroenergetiky VŠB TU Ostrava, není k dispozici dostatek informací a praktických zkušeností ohledně návrhu a konstrukce synchronních strojů s různým uspořádáním paralelních magnetů na jeden pól. Totéž lze tvrdit o numerickém modelování synchronních strojů s různým uspořádáním paralelních magnetů na jeden pól.

Práce si proto klade za cíl přispět některými poznatky a souhrny k dané problematice, které by posloužily k návrhu synchronního stroje s několika paralelními permanentními magnety na jeden pól. Dalším motivem je analýza vlivu změny použití více permanentních magnetů na jeden pól místo jednoho na provozních vlastnostech – tedy zaměření na obsah vybraných lichých harmonických v B_δ , z toho plynoucí ztráty v železe a účinnost. Numerické modely (FEM) se zaměří na křivku průběhu magnetické indukce ve středu vzduchové mezery B_δ , jejíž výsledky harmonické analýzy vždy poslouží jako zpětná vazba s ohledem na konkrétní dílčí prováděný výzkum. Vybraný FEM model, jehož výsledky se budou jevit jako neoptimálnější, bude následně realizován, tedy bude navržen a vyroben nový stroj a měřením se ověří nové výstupy. S ohledem na technologické (výrobní) možnosti bude výzkum aplikován na topologii stroje s magnety uloženými v rotoru železe (I – SMPM). Aplikačně se bude jednat o synchronní generátor s permanentními magnety malého výkonu pro malou větrnou elektrárnu (napojení do Smart Grid).

Na základě výše prezentovaných skutečností byly na státní doktorské zkoušce schváleny tyto teze disertační práce:

1. *Přehled analýz ztrát (zvyšování účinnosti) v synchronních strojích s permanentními magnety,*
2. *Analýza vlivu změny tvaru, uložení a počtu paralelních magnetů na jeden pól na provozních vlastnostech, matematický popis problému (výzkum nejvhodnější konfigurace s ohledem na eliminaci lichých harmonických v základní křivce průběhu magnetické indukce ve středu vzduchové mezery z pohledu amplitudy, snížení ztrát apod.),*
3. *Optimalizace⁴ konfigurace paralelních magnetů na jeden pól s ohledem na zlepšení vybraných provozních vlastností,*
4. *Komplexní návrh SMPM s paralelními magnety na jeden pól s ohledem na zlepšení vybraných provozních vlastností,*
5. *Verifikace navržených postupů měřením na reálném prototypu,*

ze kterých jsem následně vybral podrobnější cíle disertační práce, které současně značí i uspořádání disertační práce

- 1) Analýza současného stavu řešené problematiky – shrnutí možnosti provedení a uspořádání synchronních strojů s permanentními magnety, rešerše dostupné literatury v této oblasti,
- 2) Analýza vybraných provozních vlastností původního SMPM měřením,
- 3) Sestavit FEM model I – SMPM odpovídající geometrii a provozním vlastnostem původního I – SMPM, porovnat výstupy modelu (magnetostatická analýza – charakteristika naprázdno, nakrátko apod.) s výsledky měření na původním SMPM (ověření přesnosti modelu),
- 4) Analýza vybraných provozních vlastností původního stroje (modelu) pomocí magnetostatické analýzy, analýza vybraných lichých prostorových harmonických vyšších řádů v základní křivce průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ ,
- 5) Matematický popis problému (odvození a sestavení matematického modelu pro účel jednoznačné volby vhodného počtu a rozměrů paralelních permanentních magnetů na jeden pól včetně šířky mezer mezi nimi,
- 6) Sestavit FEM model s paralelními permanentními magnety na jeden pól (výstup bodu 5); provést výzkum, jehož výstupem bude nalezení nejvhodnějšího uspořádání, uložení a tvaru paralelních magnetů na jeden pól s ohledem na zlepšení vybraných provozních vlastností (eliminace lichých harmonických z pohledu jejich amplitudy),
- 7) Analyticky (početně) ověřit, zdali nová topologie rotoru vede ke snížení ztrát v železe, analyticky vyhodnotit novou předpokládanou účinnost,

⁴ Pojem „optimalizace“ je v této práci chápán jako proces zlepšování, resp. vylepšování (zdokonalování) vybraných provozních vlastností stroje.



- 8) Provést optimalizaci vybraných provozních vlastností SMPM aplikací paralelních magnetů na jeden pól s ohledem na výstupy a závěry podle bodu 7,
- 9) Návrh a realizace nového synchronního stroje s paralelními magnety na jeden pól (prototyp I – smím), verifikovat navržené postupy (měřením ověřit zlepšení vybraných provozních vlastností – tedy snížení ztrát v železe a zvýšení účinnosti).

3. OPTIMALIZACE I – SMPM

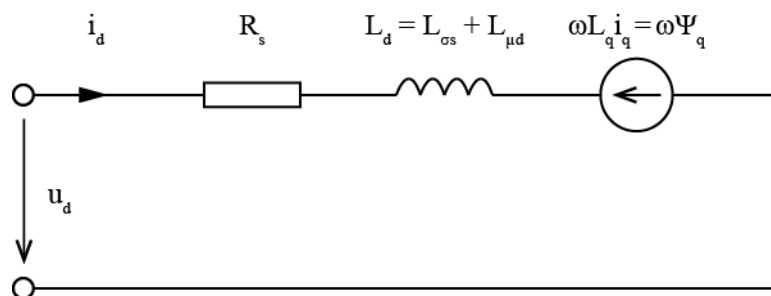
Vlastní výzkum započal důkladnou analýzou původního (originálního) synchronního stroje s permanentními magnety v železe rotoru (obr. 9), přičemž v rámci celého analyzačního procesu nebyla pozornost věnována pouze numerickým modelům, ale i měřením na reálném stroji a vybraným analytickým výpočtům. Takto je zde předpoklad správného postupu v případě dobré shody dílčích hodnot a charakteristik, získaných výše uvedenými postupy. Vlastní proces optimalizace byl proto rozdělen na tři podstatné fáze, kterými jsou

1. ANALÝZA
2. OPTIMALIZACE
3. VERIFIKACE

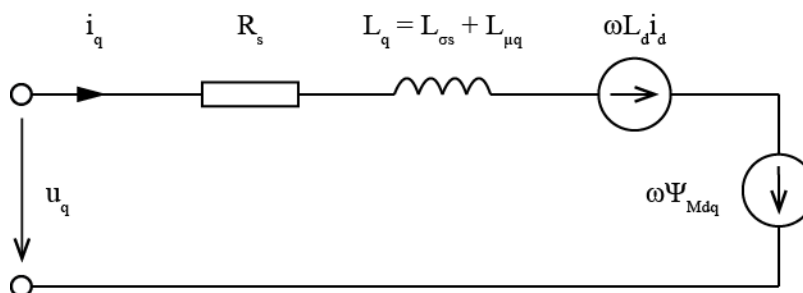
Součástí optimalizačního procesu jsou i matematické modely, které budou v této práci odvozeny (kap. 3.2.1.1 a kap. 3.2.2.1) a následně i aplikovány (kap. 3.2.1.2, kap. 3.2.1.3 a kap. 3.2.2.2). V případě strojů malých a nízkých výkonů matematické modely poslouží jako analytická pomůcka k správnému nalezení úhlu rozdělení permanentního magnetu na dílčí paralelní. Totéž platí i o mezerách (resp. jejich rozměrech) mezi dílčími paralelními magnety, které vzniknou odebráním části materiálu magnetu v jeho určité oblasti. U větších strojů, kde jsou z výrobních či technologických důvodů již aplikovány paralelní magnety, matematický model napoví nejvhodnější rozměry dílčích paralelních magnetů na jeden pól včetně mezer mezi nimi. Aplikací paralelních magnetů na jeden pól se předpokládá kladný vliv na obsah lichých prostorových harmonických v základní křivce průběhu magnetické indukce ve středu vzduchové mezery B_δ a následný dopad na ztráty v magnetickém obvodu stroje.

3.1 ANALÝZA PŮVODNÍHO I – SMPM

Analýzou synchronního stroje s permanentními magnety se rozumí vykonat rozbor jeho vlastností. Tu je možno realizovat několika způsoby: měřením, analytickými výpočty, simulacemi v simulačních a programovacích jazycích a v posledních letech i pomocí značně rozšířené metody konečných prvků (MKP).



Obr. 6 – Náhradní schéma I – SMPM v ose d [13], [55]



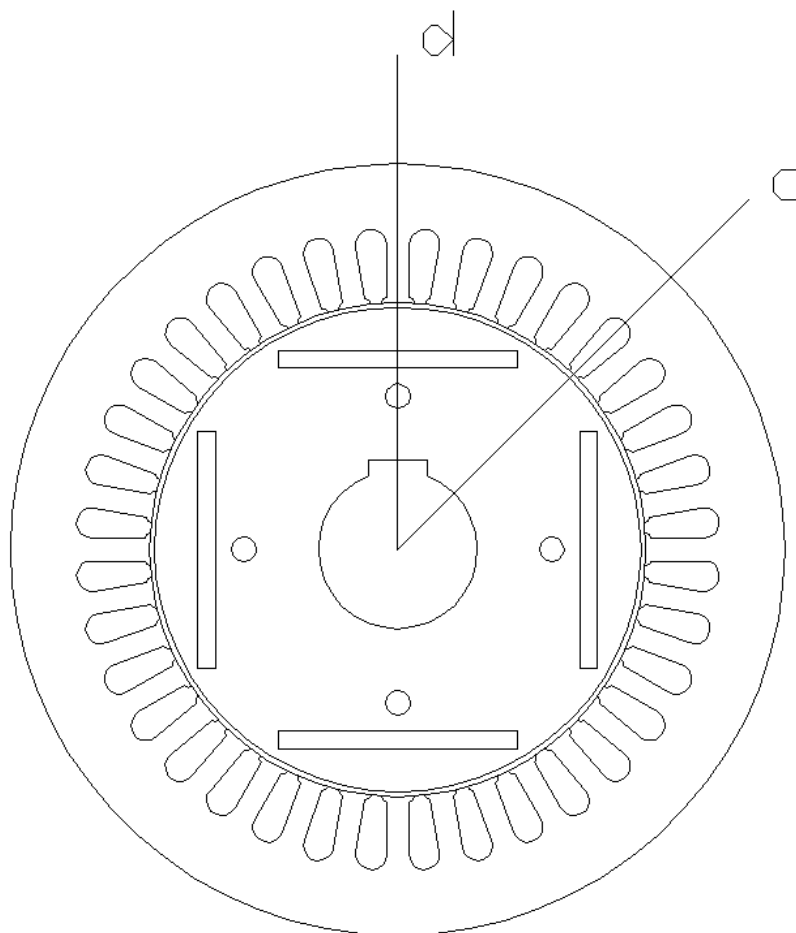
Obr. 7 – Náhradní schéma I – SMPM v ose q [13], [55]

V rámci tohoto výzkumu bude analýza vybraných provozních vlastností provedena analytickými výpočty, měřením a metodou konečných prvků (FEM model). Protože má vyšetřovaný stroj vyjádřené póly (magnety v železe rotoru – viz příloha P1, podkapitola P1.2), může být zvlášť analyzován v ose d (obr. 8 a náhradní schéma na obr. 6 – rotor se nastaví tak, že maximální hodnota statorového pole B_{Smax} prochází středem magnetu) a zvlášť v ose q (obr. 8 a náhradní schéma na obr. 7 – rotor se nastaví do takové polohy, kdy maximální hodnota magnetické indukce B_{Smax} statorového pole prochází osou mezi magnety). V případě správného postupu je zde předpoklad dobré shody naměřených a simulovaných průběhů s minimálními hodnotami odchylek. Parametry získané analytickými výpočty, měřením a FEM analýzou budou sloužit pro účel porovnání s novými topologiemi synchronního stroje s permanentními magnety a rovněž parametry získané měřením a analytickými výpočty poslouží jako zpětná vazba k správnému nastavení FEM modelu. Parametry reálného analyzovaného stroje ukazuje tab. 1 a geometrii stroje obr. 8.

Tab. 1 – Parametry původního vyšetřovaného stroje
(štítek pro motorický režim)

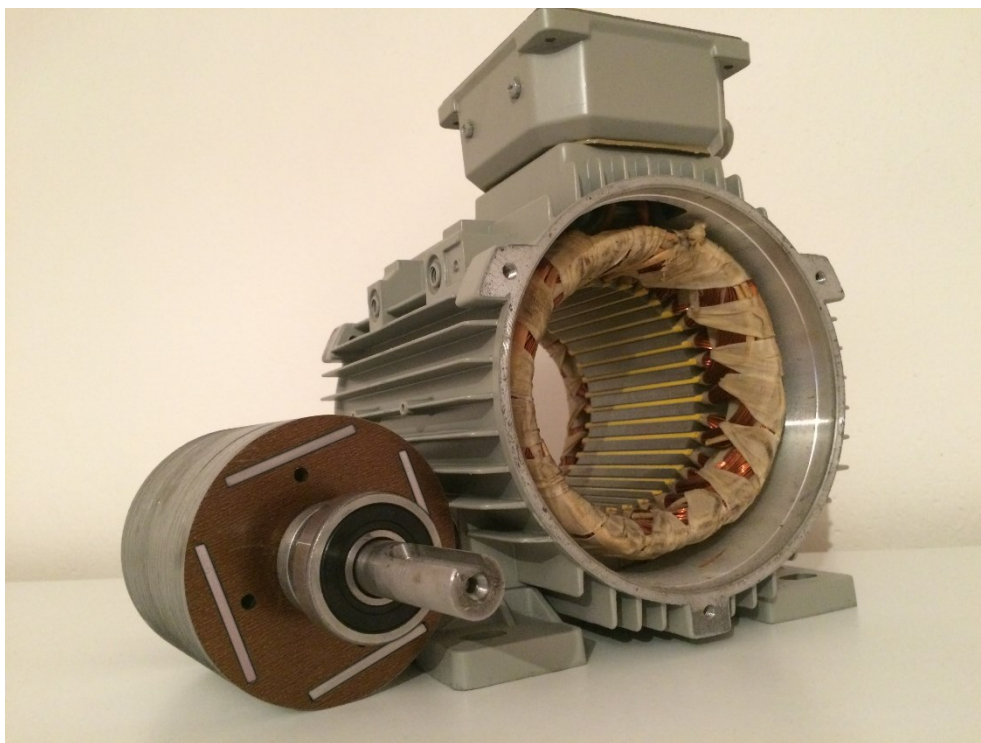
P_n	2,2 kW	Jmenovitý výkon
M_n	14,01 N·m	Jmenovitý moment
U_n	400 V	Jmenovité sdružené napětí
I_n	4,7 A	Jmenovitý proud
	Jednovrstvé	Vinutí
	Y	Spojení vinutí statoru
$2p$	4	Počet pólů
f_n	50 Hz	Jmenovitá frekvence
n_n	1500 min ⁻¹	Jmenovité otáčky
Q_s	36	Počet statorových drážek
q	3	Počet drážek na pól a fázi
m	3	Počet fází
N_s	230	Počet závitů v jedné fázi v sérii
a	1	Počet paralelních větví
l_{FE}	0,09 m	Délka svazku
δ	0,0016 m	Délka vzduchové mezery
D_2	0,0968 m	Vnější průměr rotoru

D_e	0,156 m	Vnější průměr statoru
D_{lj}	0,118 m	Vnitřní průměr jha statoru
D_l	0,1 m	Vnitřní průměr statoru
B_r	1,22 T	Remanentní magnetická indukce PM
H_c	925 kA·m ⁻¹	Koercitivní síla PM
ρ_{PM}	150·10 ⁻⁶ Ω·cm	Rezistivita materiálu NdFeB
h_M	0,0035 m	Výška magnetu
w_M	0,048 m	Šířka magnetu
l_M	0,09 m	Délka magnetu



Obr. 8 – Geometrie původního (analyzovaného) stroje⁵ [14]

⁵ Analyzovaný stroj disponuje celkem čtyřmi ventilačními kanály, nicméně v navazujících kapitolách některé FEM modely (MKP) již jimi nedisponují. Důvodem je jejich umístění v železe rotoru, které by bránilo úspěšnému dokončení výzkumu vlivu změny tvaru a uložení magnetů (resp. paralelních magnetů) na jeden pól na provozních vlastnostech. Nicméně výsledky simulace FEM modelů (magnetostatická analýza) s ventilačními kanály a bez ventilačních kanálů se nijak nelišily.



Obr. 9 – Pohled na reálný analyzovaný I – SMPM



Obr. 10 – Rotor reálného analyzovaného I – SMPM v době své výroby

Reálný analyzovaný stroj (obr. 9) byl zvolen s ohledem na finanční a technické možnosti vybavení laboratoře elektrických strojů. Analyzovaný I – SMPM disponuje jednovrstvým rozloženým

vsypávaným vinutím uloženým v drážkách tvaru „S“. Zapůjčený motor⁶ pro účel výzkumu byl v minulosti motorem asynchronním s kotvou nakrátko. Statorová část zůstala původní a rotor byl pro tuto statorovou část vyroben. Podle vztahu (1) můžeme vidět, že počet drážek na pól a fází je celé číslo.

$$q = \frac{Q_s}{2 \cdot p \cdot m} = \frac{36}{2 \cdot 2 \cdot 3} = \frac{36}{12} = 3 \quad (1)$$

V případě generátorického režimu stroje platí, že čím je q větší, tím je hladší průběh indukovaného napětí. V praxi můžeme vidět, že pro běžné synchronní stroje se q volí jako celé číslo v intervalu 2 – 5 (zpravidla se volí větší hodnoty pro stroje s menším počtem pólů). Aby se dosáhlo hladkého průběhu indukovaného napětí generátoru i při nízkých hodnotách q , volí se proto i zlomková hodnota. Totéž platí i pro stroje s větším počtem pólů (8 a více).

U analyzovaného stroje podle obr. 9 je patrné, že se v rámci návrhu nového rotoru s permanentními magnety uloženými v železe rotoru pro původní statorovou část z asynchronního motoru nijak nepřihlíželo k počtu drážek na pól a fázi a možné změně vinutí, neboť se původně pravděpodobně nepočítalo s tím, že stroj by měl být provozován v generátorickém režimu. Nicméně s ohledem na tyto uvedené skutečnosti platí, že v případě komplexního návrhu nového stroje⁷ je nutno dodržet řadu podmínek a protože byla úprava motoru – resp. tvorba projektu (změna z AM na I – SMPM) provedena jistou firmou, bude snahou v rámci této práce i ověřit, zdali projektant dodržel následující podstatné podmínky [8], [72], které jsou předpokladem pro správnou funkci stroje s ohledem na jeho nový rotor (obr. 10)

1. Počet statorových drážek Q_s musí být dělitelný počtem fází m a počtem paralelních větví a , rovněž musí i platit, že Q_s je celé číslo

$$\frac{Q_s}{m \cdot a} = \frac{36}{3 \cdot 1} = 12 \quad (2)$$

2. Počet drážek na pól a fázi musí být celé číslo nebo zlomek, který nelze krátit, přičemž jmenovatel zlomku, vznikne-li, nesmí být dělitelný počtem fází m a musí být menší, než počet pólových dvojic p

$$q = \frac{Q_s}{2 \cdot p \cdot m} = \frac{36}{2 \cdot 2 \cdot 3} = \frac{36}{12} = 3 \quad (3)$$

3. Splnění 1. podmínky symetrie: $\frac{Q_s}{m} = 2 \cdot p \cdot m \in N$, kde N je množina přirozených čísel

$$\frac{Q_s}{m} = 2 \cdot p \cdot m \in N$$

⁶ Zkušební motor (vzorek) zapůjčen z jisté firmy. Vzorek byl původně určen pro pohon ventilátoru v trakčním vozidle jako možná náhrada za motor asynchronní s kotvou nakrátko (napájení ze statického měniče – střídače).

⁷ Novým strojem se v tomto případě myslí komplexní návrh nového rotoru s PM pro původní stator z AM.

$$\frac{36}{3} = 2 \cdot 2 \cdot 3 \in N \quad (4)$$

$$12 = 12 \in N$$

4. Splnění 2. podmínky symetrie: $\frac{Q_s}{m \cdot t} \in N$, kde t je největší společný dělitel počtu drážek Q_s a počtu pólových dvojic p

$$\frac{Q_s}{m \cdot t} \in N$$

$$\frac{36}{3 \cdot 2} = \frac{36}{6} = 6 \in N \quad (5)$$

Z výše uvedených čtyř podstatných podmínek je patrné, že všechny jsou splněné a tudíž vinutí je symetrické. Projektant tedy mohl využít původní statorové části asynchronního stroje a použít ji pro návrh rotoru s permanentními magnety v železe pro tento stator tak jak je, bez potřeby úprav tohoto statoru či změnu a následné převinutí jeho cívek.

3.1.1 ANALÝZA VYBRANÝCH PROVOZNÍCH VLASTNOSTI ANALYTICKÝMI VÝPOČTY

Výsledky analytických výpočtů poslouží pro porovnání s výstupy simulačního programu FEMM (MKP) a rovněž i budou dávat zpětnou vazbu pro správné a co nejpřesnější nastavení numerického modelu. V rámci analýzy vybraných provozních vlastností analytickými výpočty budou provedeny tyto výpočty:

R_s	statorový odpor jedné fáze
B_δ	amplituda magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro $h = 1$
B_{z1}	magnetická indukce v hlavě zubu statoru
B_{z2}	magnetická indukce ve středu těla zubu statoru
$B_{\delta,h}$	amplituda magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro $h = 5,7,11,13$
U_{if}	indukované napětí ve stavu naprázdno (charakteristika „naprázdno“)
ΔP_c	celkové ztráty v analyzovaném stroji

Pro výpočet statorového odporu jedné fáze byl zvolen postup podle literatury [8]. Podrobnější výpočet je součástí přílohy P6 (rovnice P27 – P31). Statorový odpor vodiče jedné fáze se vypočte podle vztahu

$$R_{s20^\circ} = \frac{l_c}{\sigma_{cu} \cdot a \cdot S_v} = \frac{93,104}{57 \cdot 10^6 \cdot 1,5 \cdot 6 \cdot 10^{-7}} = 2,92 \, \Omega \quad (6)$$

Protože však měření proběhlo při teplotě $t = 26^\circ\text{C}$, bude snahou i zde statorový odpor R_s přepočítat pro tuto teplotu a dále s ní i pracovat. Statorový odpor vinutí jedné fáze při teplotě $t = 26^\circ\text{C}$ bude

$$R_{s26^\circ} = \frac{235+26}{235+20} \cdot R_{s20^\circ} = \frac{235+26}{235+20} \cdot 2,92 = 2,98 \, \Omega \quad (7)$$

Pro výpočet magnetické indukce v zubu je nutno jako první vypočítat magnetickou indukci ve vzduchové mezeře B_δ . Tu lze vypočítat postupem podle literatury [8]. Pro výpočet indukovaného napětí jedné fáze platí vztah

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot \phi_h \cdot N_s \cdot k_{v1} \quad (8)$$

kde U_{if} je fázová hodnota indukovaného napětí, f_n je frekvence odpovídající otáčkám, při kterých se indukuje napětí U_{if} , ϕ_h je magnetický tok příslušné harmonické složky h^8 , N_s je počet závitů v jedné fázi v sérii a k_{v1} je činitel vinutí.

Magnetický tok ϕ_h příslušné harmonické složky h můžeme vyjádřit jako [8]

$$\phi_h = \frac{2}{\pi} \cdot B_\delta \cdot \frac{t_p}{h} \cdot l_i \quad (9)$$

kde B_δ je hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře, t_p je pólová rozteč, l_i je délka svazku a h je řád harmonické.

Aplikujeme-li vztah pro pólovou rozteč $t_p = \frac{\pi \cdot D_1}{2 \cdot p}$, obdržíme upravený vztah (9) a tedy

$$\phi_h = \frac{2}{\pi} \cdot B_\delta \cdot \frac{t_p}{h} \cdot l_i = \frac{2}{\pi} \cdot B_\delta \cdot \frac{\frac{\pi \cdot D_1}{2 \cdot p}}{h} \cdot l_i = \frac{B_\delta \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} \quad (10)$$

a konečně dosazením do vztahu (8) a následné úpravě obdržíme rovnici pro výpočet magnetické indukce ve vzduchové mezeře

$$B_\delta = \frac{U_{if} \cdot p \cdot h}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot N_s \cdot k_{v1} \cdot l_i \cdot D_1} = \frac{210,8 \cdot 2 \cdot 1}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot 230 \cdot 0,9597 \cdot 0,09 \cdot 0,0998} = 0,974 \text{ T} \quad (11)$$

kde U_{if}^9 je fázová hodnota indukovaného napětí získána z měření „naprázdno“ (kap. 3.1.2.2), h je řád harmonické (počítáno pro $h = 1$) a k_{v1} je činitel vinutí, jehož výpočet ukazuje příloha P2.

Jako další následuje magnetická indukce v zubu statoru. Hodnota bude počítána ve středu těla zubu, aby následně mohla být srovnána s hodnotou získanou MKP analýzou. Příloha P3 ukazuje podrobnější postup výpočtu. Magnetická indukce ve středu těla zubu bude

$$B_z = \frac{B_\delta \cdot t_{d2}}{b_{z2} \cdot k_{FE}} = \frac{0,978 \cdot 0,0075}{0,0046 \cdot 0,93} = 1,714 \text{ T} \quad (12)$$

Výpočet amplitudy magnetické indukce pro harmonické vyšších řádů lze provést s užitím vztahů podle kap. 3.2.1.1, ve kterých je řád h -té harmonické již zakomponován. Podrobný postup výpočtu ukazuje příloha P4. Pro magnetickou indukci příslušné harmonické složky h platí

$$B_{\delta,h} = b_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha_N} B_{\delta m}(\theta) \sin(h\theta) d\theta \quad (13)$$

⁸ V celé disertační práci je řád harmonické označen písmenem **h**. Značení odpovídá současně platným normám, např. ČSN EN 61000-1-2, ČSN EN 61000-3-4 apod. Změny jsou zapříčiněny vývojem (změnou) norem a zvyklostí, z čehož plyne i fakt, že v literaturách lze najít různá značení, např. v , k , n , apod.

⁹ Do vztahu (12) byla dosazena fázová hodnota indukovaného napětí získaná měřením „naprázdno“.

a po integrování obdržíme

$$B_{\delta,h} = b_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} B_{\delta m}(\theta) \sin(h\theta) d\theta = \frac{2B_{\delta m}}{\pi n} [-\cos h\theta]_0^{\pi} = \frac{2B_{\delta m}}{\pi h} [1 + 1] = \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} \quad (14)$$

kde výraz $\frac{4B_{\delta m}}{\pi h}$ představuje amplitudu jednotlivých harmonických.

V případě této práce se řeší vybrané liché harmonické řádu 5, 7, 11 a 13. S ohledem na tuto skutečnost a dosazením konkrétních hodnot do rovnice (14) pak pro jednotlivé harmonické obdržíme následující analytické hodnoty amplitud jednotlivých vybraných lichých harmonických

$$B_{\delta,5} = \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} = \frac{4 \cdot 0,974}{\pi \cdot 5} = 0,248 \text{ T} \quad (15)$$

$$B_{\delta,7} = \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} = \frac{4 \cdot 0,974}{\pi \cdot 7} = 0,177 \text{ T} \quad (16)$$

$$B_{\delta,11} = \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} = \frac{4 \cdot 0,974}{\pi \cdot 11} = 0,112 \text{ T} \quad (17)$$

$$B_{\delta,13} = \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} = \frac{4 \cdot 0,974}{\pi \cdot 13} = 0,095 \text{ T} \quad (18)$$

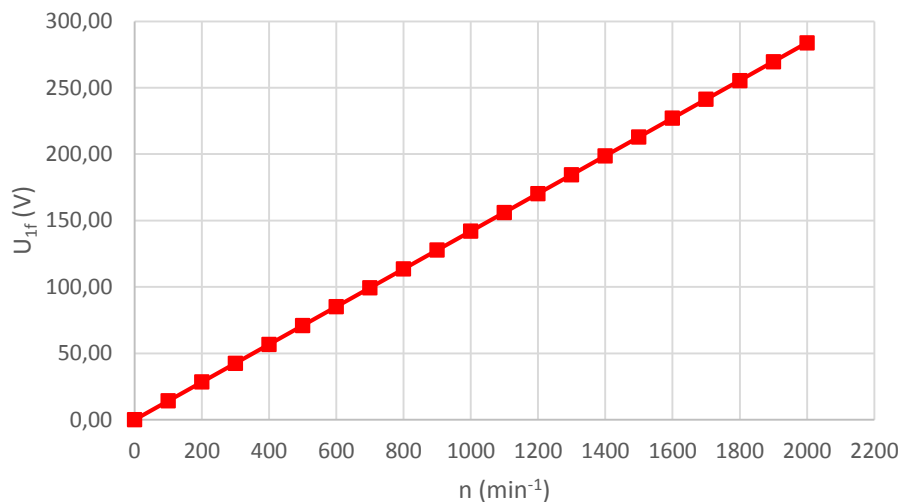
Srovnáním hodnoty základní harmonické s výše uvedenými obdržíme tabulku 2.

Tab. 2 – Obsah vybraných lichých harmonických v B_{δ} – analytický výpočet

Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	0,974
5	22,07	0,248
7	15,71	0,177
11	10,06	0,112
13	8,52	0,095

Charakteristika „naprázdno¹⁰“ (obr. 11) je počítaná a sestavena pro stejný rozsah otáček, jak tomu je i v případě měření „naprázdno“ (kap. 3.1.2.2). Takto pak bude srovnání s charakteristikou „naprázdno“ získanou měřením a MKP snadnější a přehlednější. Podrobný analytický výpočet charakteristiky „naprázdno“ ukazuje příloha P5. Charakteristika je vynesena v závislosti na fázovém napětí U_{If} . Výsledný lineární průběh křivky ukazuje obr. 11.

¹⁰ Uvozovky zde mají svůj význam, protože u klasických typů strojů s budícím vinutím se tato charakteristika stanovuje při konstantních otáčkách pomocí regulace (změny) buzení - viz kap. 4.1.2.1



Obr. 11 – Charakteristika „naprázdno“ – analytický výpočet [74]

Pro výpočet ztrát v synchronních strojích s permanentními magnety, zejména tedy výpočet ztrát v železe, existuje několik způsobů jejich výpočtů, uvedených např. v [8], [60], [61], [75] apod., přičemž některé výpočty jsou více či naopak méně přesné. Pro výpočet ztrát v železe synchronního stroje s permanentními magnety volím přesnější postup podle [8].

Pro výpočet celkových ztrát v synchronním stroji s permanentními magnety platí vztah

$$P = P_1 + \Delta P_c \quad (19)$$

který můžeme přepsat na

$$P = P_1 + \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d \quad (20)$$

kde P je příkon stroje, P_1 je výkon stroje, ΔP_{Cu} jsou ztráty ve vinutí, ΔP_{Fe} jsou ztráty v železe, ΔP_{mech} jsou mechanické ztráty a ΔP_d jsou aditivní (přídavné ztráty).

Ze vztahu (20) lze vyvodit, že celkové ztráty ve stroji ΔP_c budou

$$\Delta P_c = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d \quad (21)$$

a po dosazení

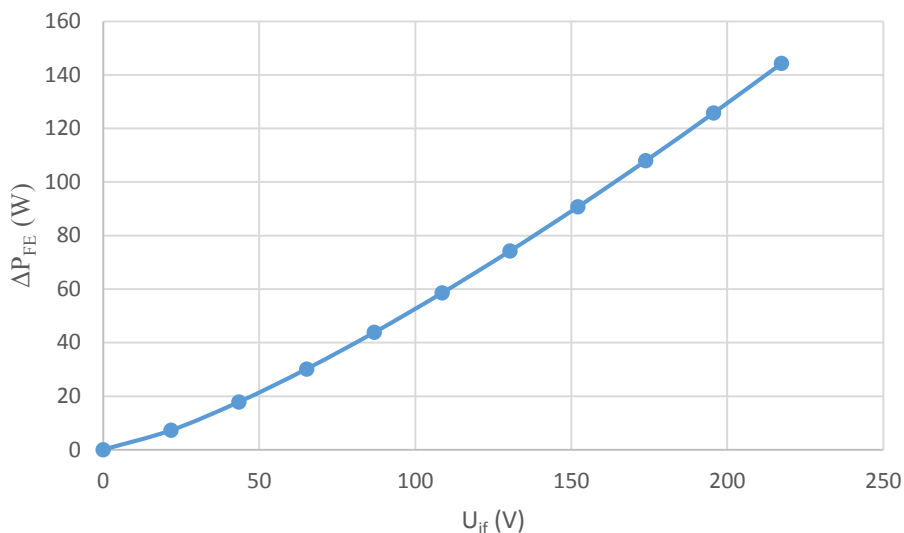
$$\Delta P_c = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d = 197,84 + 144,27 + 104,57 = 446,68 \text{ W} \quad (22)$$

Podrobný výpočet ztrát ve stroji ukazuje příloha P6. Výpočty získané analytickým způsobem budou v závěru kapitoly 3.1 porovnány s hodnotami, které získáme FEM analýzou modelu (MKP) a měřením. V návaznosti můžeme analyticky spočítat účinnost podle následujícího vztahu

$$\eta = \frac{P_1}{P} = \frac{P_1}{P_1 + \Delta P_c} = \frac{3000}{3000 + 446,68} = \frac{3000}{3446,68} = 0,8704 \quad (23)$$

a po násobení konstantou obdržíme účinnost v procentech, tedy

$$\eta_{\%} = \eta \cdot 100 = 0,8704 \cdot 100 = 87,04\% \quad (24)$$



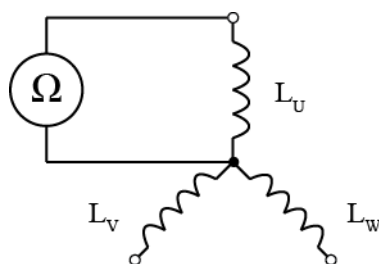
Obr. 12 – Závislost ztrát v železe na indukovaném napětí (analytický výpočet) [74]

3.1.2 ANALÝZA VYBRANÝCH PROVOZNÍCH VLASTNOSTI MĚŘENÍM

3.1.2.1 STATOROVÝ ODPOR JEDNÉ FÁZE R_s

Cílem tohoto měření bylo i mimo jiné posoudit symetrii statorového vinutí analyzovaného stroje. V případě, že by se fázové hodnoty odporu jednotlivých fází významně lišily, mohlo by to znamenat např. mezi-závitový zkrat. V tom důsledku by proud jedné fáze procházel přes menší počet závitů a narostlo by tak oteplení poškozené části vinutí – tedy vyšší Jouleovy ztráty. Měření lze realizovat několika způsoby, nicméně v tomto případě byla zvolena přímá metoda měření odporu.

Schéma zapojení ukazuje Obr. 13, podrobnější hodnoty pak tab. P14 v příloze P7. Měření proběhlo při teplotě $t = 26^\circ\text{C}$. Naměřená střední hodnota odporu je $2,95 \Omega$.

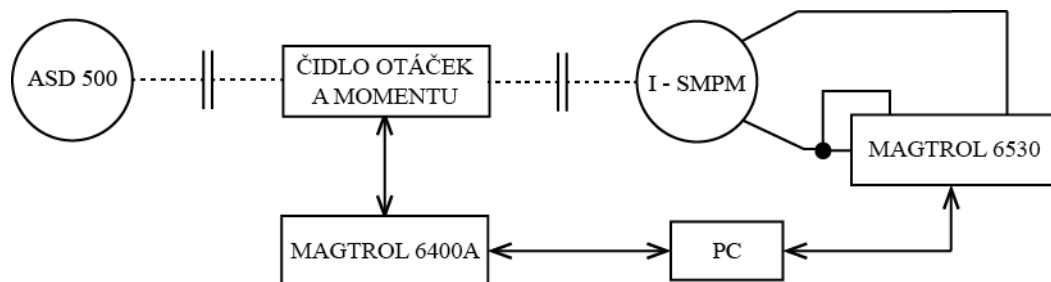


Obr. 13 – Schéma zapojení pro měření statorového odporu R_s

3.1.2.2 CHARAKTERISTIKA „NAPRÁZDNO“

Měření „naprázdno“, které bylo provedené na analyzovaném synchronním stroji s permanentními magnety (obr. 9), se ověřovaly jeho základní vlastnosti, jež měly být garantovány výrobcem (správnost výpočtu a provedení stroje i včetně použitých materiálů). Uvozovky v názvu měření zde mají svůj význam, neboť u typů strojů s klasickým buzením se tyto charakteristiky měří pomocí regulace buzení (změny buzení) při konstantních otáčkách. Bohužel synchronní generátor

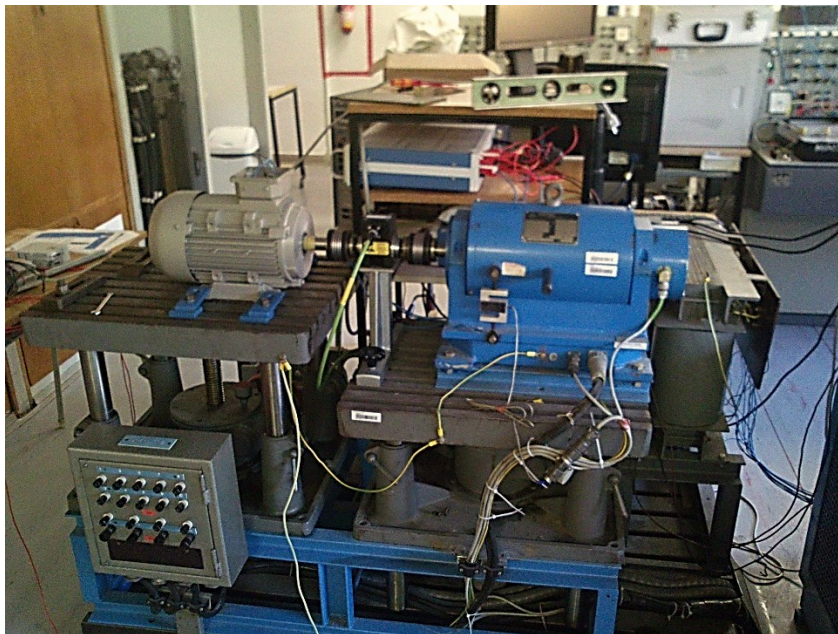
s permanentními magnety nelze regulovat jinak, než změnou otáček a proto je také charakteristika „naprázdno“ vynesena v závislosti na otáčkách a nikoliv na budícím napětí, tedy $U_0 = f(n, f)$. Schéma zapojení měření je na obr. 14.



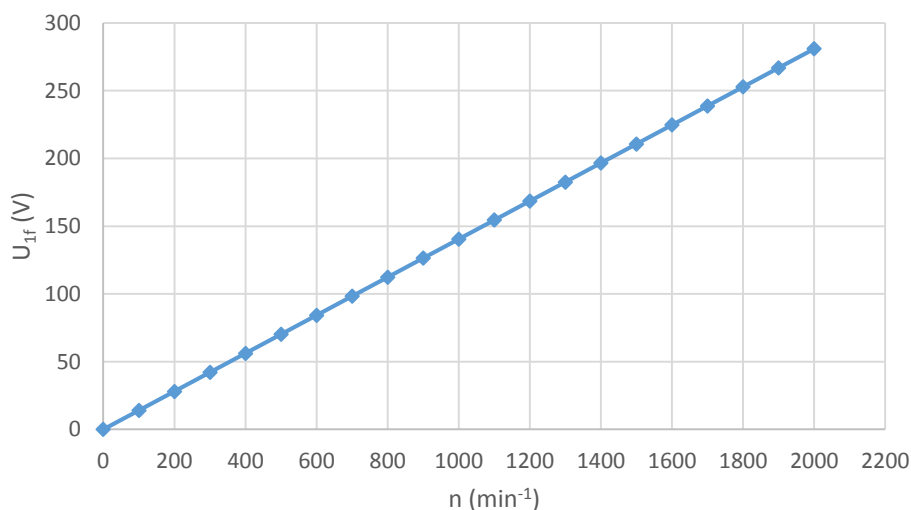
Obr. 14 – Schéma zapojení pro měření „naprázdno“

Roztočení generátoru bylo zajištěno asynchronním dynamometrem ASD 5000 VUES Brno (obr. 15). Celé soustrojí disponovalo dvěma spojkami, mezi kterými bylo mechanicky připojeno čidlo otáček a momentu. To bylo elektricky propojeno s přístrojem MAGTROL 6400A (Torque Transducer Display), který pomocí čidla snímal otáčky včetně momentu a dopočítával příkon na hřídeli. Svorky generátoru byly připojeny na měřicí přístroj MAGTROL 6530, který měřil napětí a frekvenci. Charakteristika je vynesena pouze pro fázové napětí (pro účel FEM simulace a správného nastavení modelu), nicméně příloha P8 ukazuje i hodnoty sdruženého napětí. Následně jmenovité hodnoty, které byly měřením zjištěny, jsou $U_f = 215,60 \text{ V}$ a $U_s = 373,43 \text{ V}$.

Z charakteristiky „naprázdno“ je možno vypočítat napěťovou konstantu stroje. Ta vyjadřuje vztah mezi sdruženým napětím a rychlostí otáčení, tedy jaké napětí stroj generuje (indukuje na svorkách) při určitých otáčkách a udává se ve voltech na tisíc otáček za minutu. Napěťová konstanta $K_E = 243,4 \text{ V} \cdot \text{min}^{-1}/1000$ získaná výpočtem přibližně odpovídá údajům obdržených od projektanta. Úhel, který charakteristika svírá s osou x , odpovídá hodnotě $29,5^\circ$. Data získaná měřením ukazuje tab. P15 v příloze P8, přičemž výstupem této tabulky je charakteristika „naprázdno“ – obr. 16.



Obr. 15 – Měřicí pracoviště

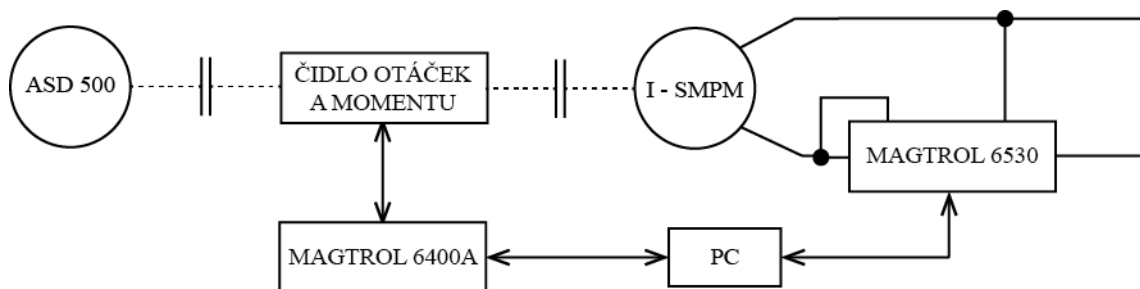


Obr. 16 – Charakteristika „naprázdno“ – fázové napětí [74]

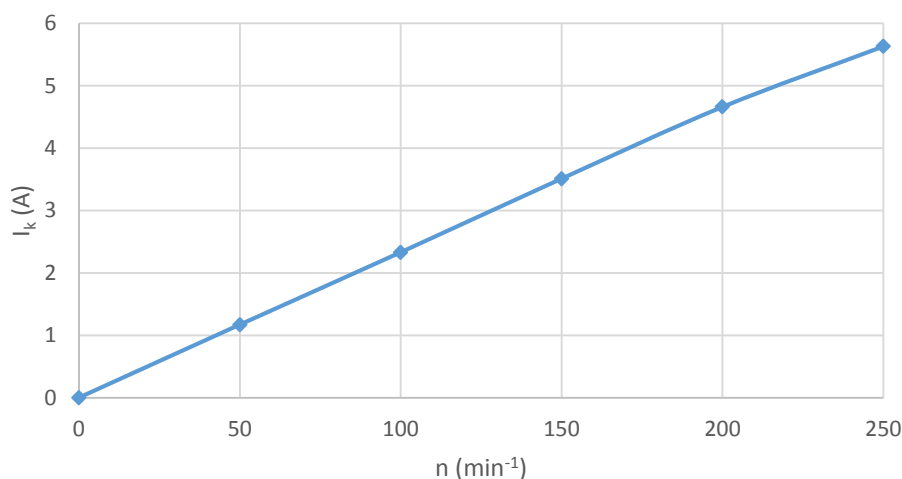
3.1.2.3 CHARAKTERISTIKA „NAKRÁTKO“

Měření „nakrátko“ bylo v návaznosti na měření „naprázdno“ provedeno mimo jiné i z důvodu, aby bylo možno společně srovnat simulované charakteristiky, získané z programu FEMM (MKP analýza „naprázdno“ a „nakrátko“) a posoudit tak správnost nastaveného FEM modelu (srovnání s výsledky v kap. 3.1.1 a kap. 3.1.3) a rovněž i tak získat další skutečné informace o reálném analyzovaném stroji.

Měření proběhlo při zkratovaných svorkách stroje s tím, že závislost proudu „nakrátko“ je i zde opět vynesena v závislosti na otáčkách, tedy $I_k = f(n, f)$. Schéma zapojení ukazuje obr. 17, naměřené hodnoty pak tab. P16 v příloze P9.



Obr. 17 – Schéma zapojení pro měření „nakrátko“

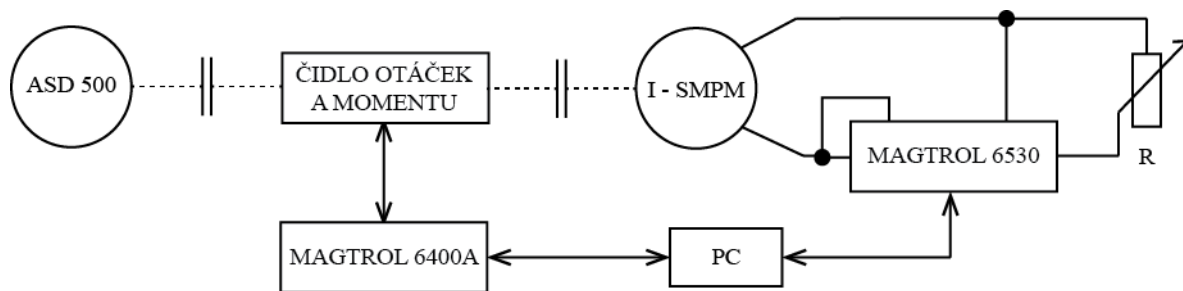


Obr. 18 – Charakteristika „nakrátko“ [74]

Jak je z obr. 18 patrné, měření „nakrátko“ proběhlo jen pro malý počet hodnot, neboť cívky statorového vinutí jsou dimenzovány na maximální proud přibližně kolem 5 A (štítek – jmenovitá hodnota 4,7 A). Nad touto hodnotou začaly vznikat jisté odchylky od lineárního průběhu, neboť vinutím tekla již vyšší proud než jmenovitý a vinutí se tak začínalo nadměrně zahřívat. Měření bylo vícekrát opakováno a tak získané hodnoty podle obr. 18 tvoří průměr z několika dílčích naměřených hodnot.

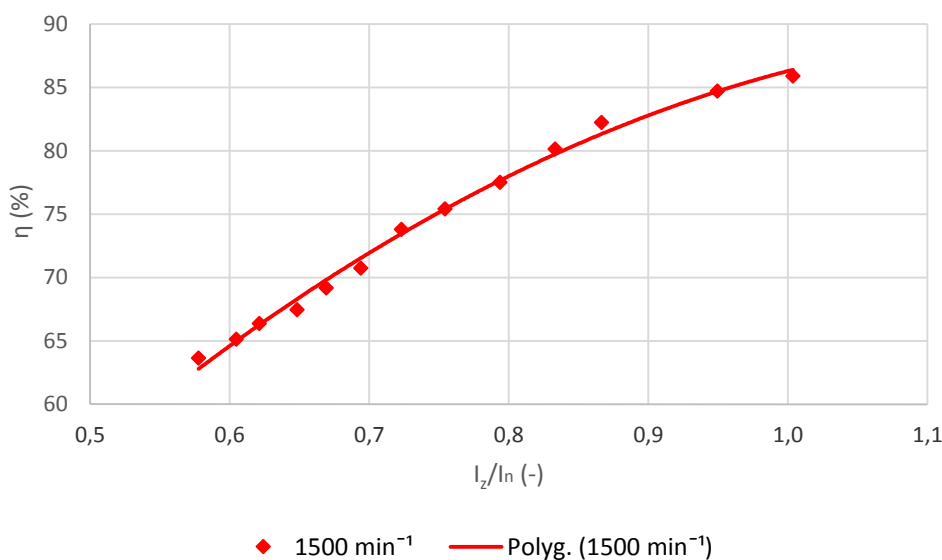
3.1.2.4 MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY

Hlavní představu o vlastnostech stroje v provozu dává jeho zatěžování. Důvodem měření zatěžovací charakteristiky bylo proto především vyhodnocení účinnosti. Měřicí pracoviště bylo shodné s pracovištěm pro měření „naprázdno“ (obr. 14), avšak měřicí přístroj MAGTROL 6530 měřil navíc proud a elektrický výkon (obr. 19). Data získaná měřením lze dohledat v tabulce P17 v příloze P10.



Obr. 19 – Schéma zapojení pro měření zatěžovacích charakteristik

U průběhu účinností (obr. 20) jsou základním parametrem konstantní otáčky. Výstupní proud byl v obvodu generátoru regulován změnou odporové zátěže zapojené do hvězdy. Výstupní napětí odpovídalo této nastavené zátěži. Jak je vidět z charakteristiky, stroj dosahuje při jmenovitých otáčkách (1500 min^{-1}) a jmenovitém zatížení účinnosti přibližně 85,9%. Jak je dále patrné z pracovních podmínek generátoru, v případě použití stroje v malé větrné elektrárně bude jeho výkon dodávaný do obvodu závislý na aktuální rychlosti větru, resp. otáčkách větrného motoru a bude kolísat, stejně tak i jeho výstupní napětí a proud.



Obr. 20 – Průběh účinnosti analyzovaného stroje [74]

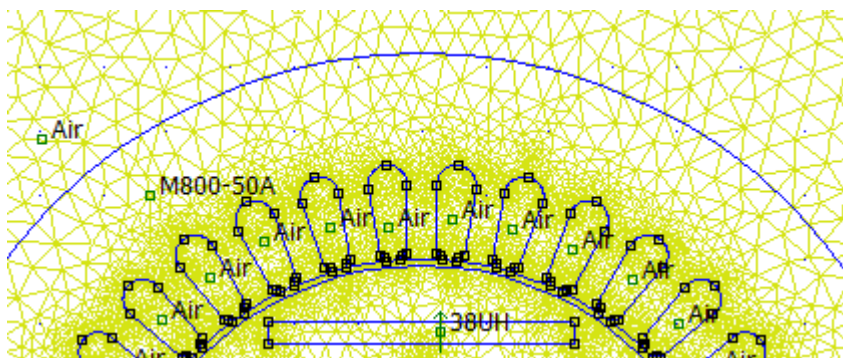
Účinnost získaná měřením dosahuje poněkud nižší hodnoty, než účinnost získaná analytickými výpočty. Je to dáno především tím, že vzorce pro výpočet jednotlivých ztrát jsou založeny na experimentálně určených údajích a vyjadřují jejich závislost na konstrukci stroje, otáčkách a dalších faktorech. Zejména pak ztráty v železe, tedy jejich přesný výpočet, je prakticky nemožný. Zde byl použit přibližný vzorec (P36) získaný z výsledků značného počtu teoretických a experimentálních závěrů.

3.1.3 ANALÝZA VYBRANÝCH PROVOZNÍCH VLASTNOSTI METODOU KONEČNÝCH PRVKŮ

Téměř ve všech vědeckých pracích, které se zabývají problematikou provozních vlastností moderních elektrických strojů, je použita metoda konečných prvků. Je to výborná pomůcka pro analýzu vlastností elektrických strojů. Např. skupina vědců [73] uvádí, že metoda konečných prvků je vhodná nejen pro analýzu ztrát, ale také i pro vyšetřování zvlnění momentu, výpočet indukovaného napětí, různých parametrů stroje a i jiných veličin. Taktéž nechybí charakteristika „naprázdno“ a „nakrátko“ zjištěná pomocí metody konečných prvků.

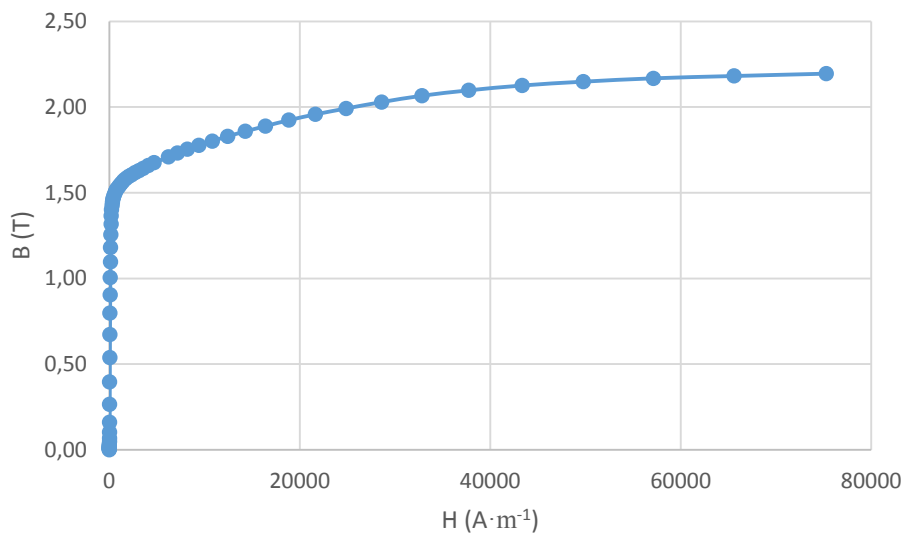
3.1.3.1 SESTAVENÍ NUMERICKÉHO MODELU

Pro vlastní FEM analýzu bylo potřeba nejdříve sestavit model generátoru. Reálný analyzovaný stroj nebylo možno zcela rozebrat a oddělit od sebe jeho konstrukční části tak, aby bylo možno odměřit či jinak zjistit všechny potřebné parametry. Mezi hlavní vstupy výpočtu FEM modelu patří základní rozměry statoru a rotoru (vnitřní a vnější průměr, délka), dále uspořádání magnetů na obvodu rotoru a v neposlední řadě i materiálové vlastnosti. Některé hodnoty byly zřejmé a daly se zjistit prostým odměřením či vypočítáním, vlastnosti magnetů a magnetického obvodu byly převzaty od projektanta analyzovaného stroje. Obr. 21 ukazuje část geometrie a výpočetní síť numerického modelu originální konstrukce generátoru.

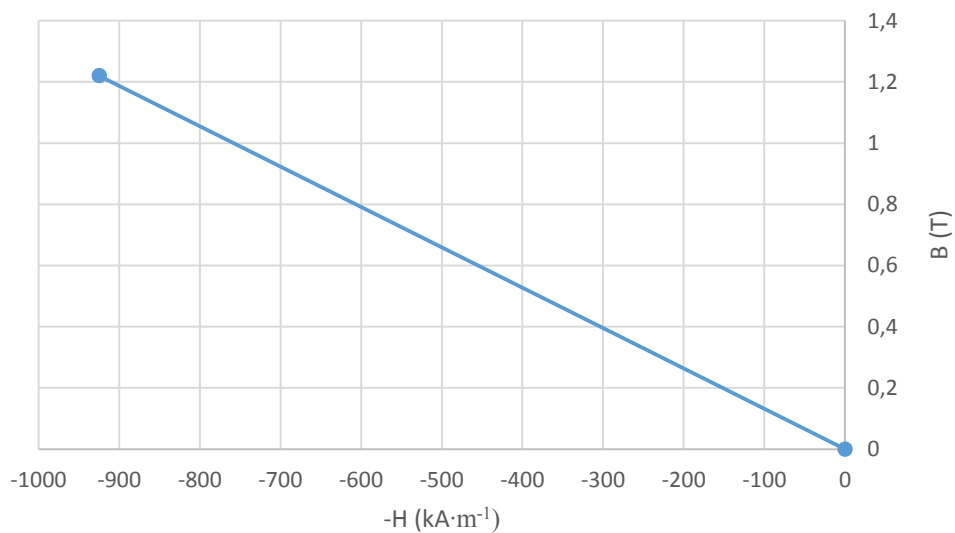


Obr. 21 – Výpočetní síť numerického modelu [41]

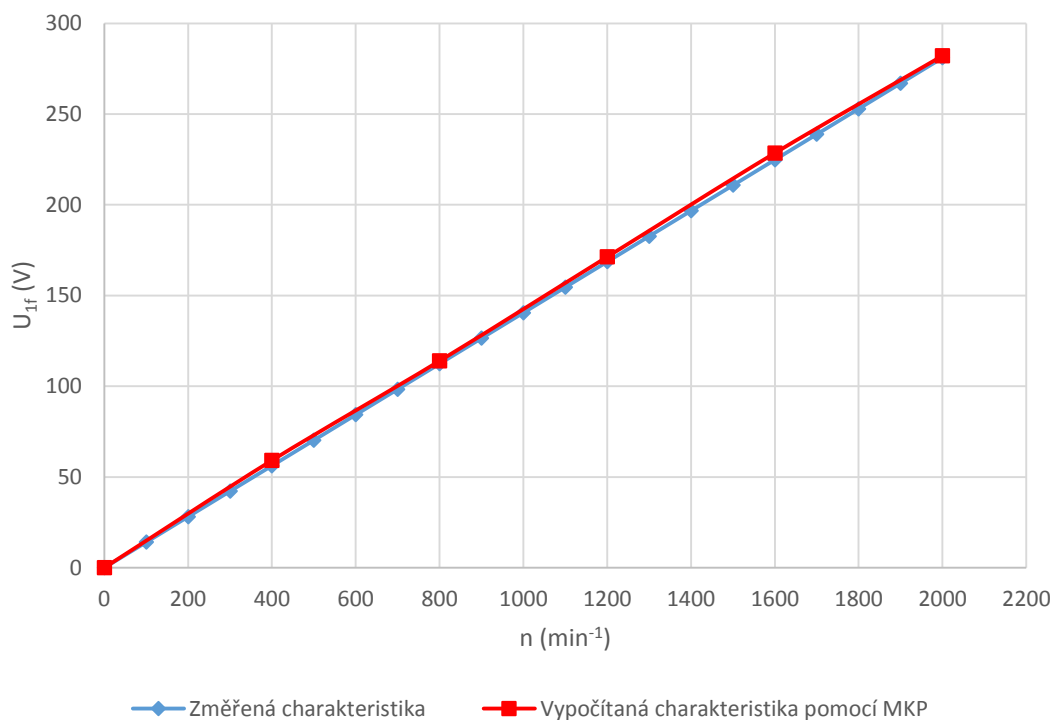
Přesnost tohoto modelu je dále ověřována ve zvolených bodech (ve výsledku červená křivka) na změřené a vypočítané charakteristice generátoru tak, abychom se co nejvíce přiblížili realitě – viz obr. 24 a obr. 25 (hodnoty získané MKP jako podklad pro sestavení těchto charakteristik ukazuje příloha P11).



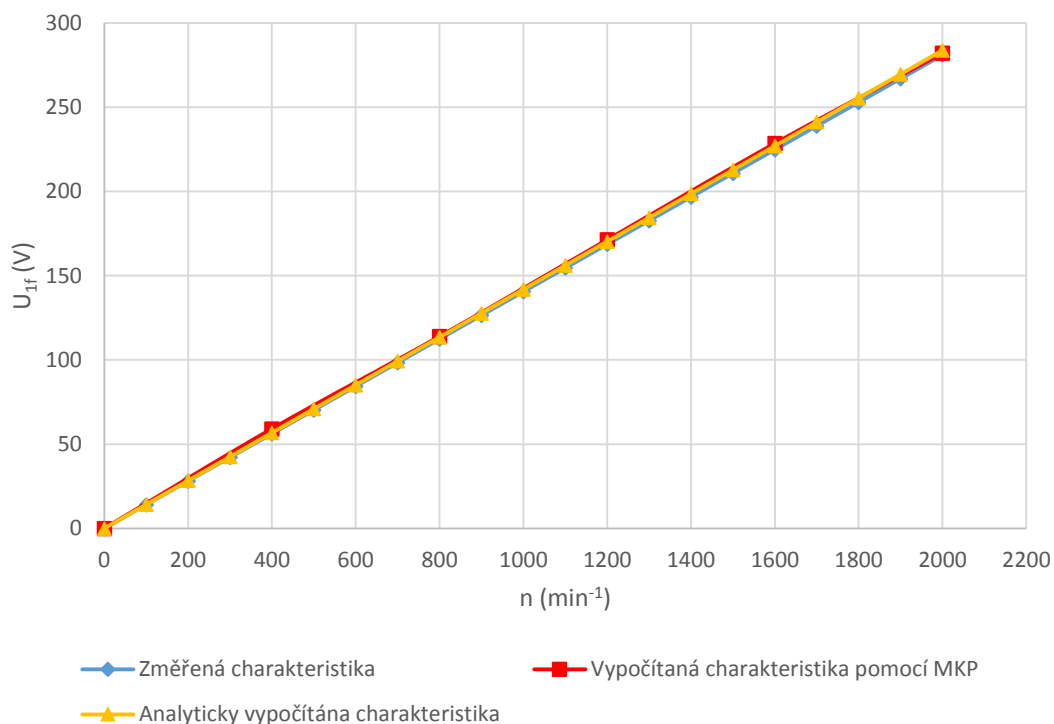
Obr. 22 – Magnetizační křivka plechů M800 – 50A v analyzovaném stroji [74], [76]



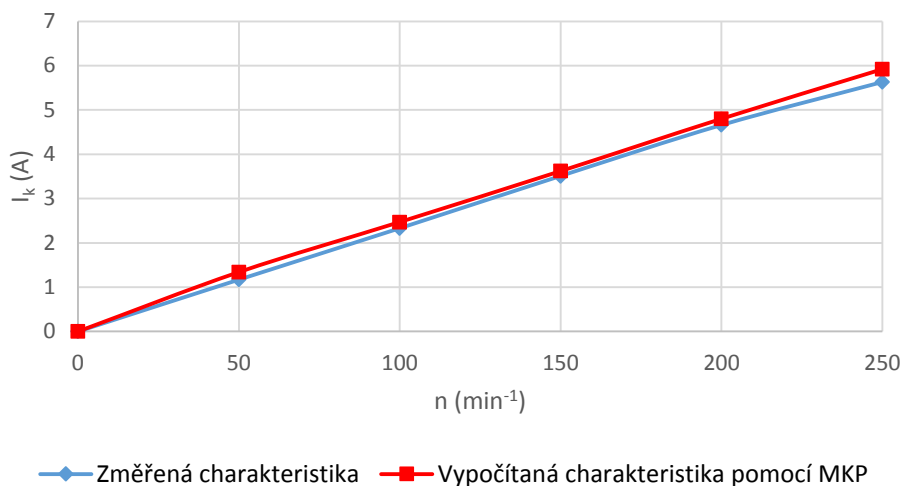
Obr. 23 – Magnetizační křivka PM NdFeB 38UH v analyzovaném stroji [45], [52], [74]



Obr. 24 – Ověření výstupu numerického modelu a reálného generátoru – charakteristiky „naprázdno“ [74]



Obr. 25 – Srovnání charakteristik „naprázdno“ [74]



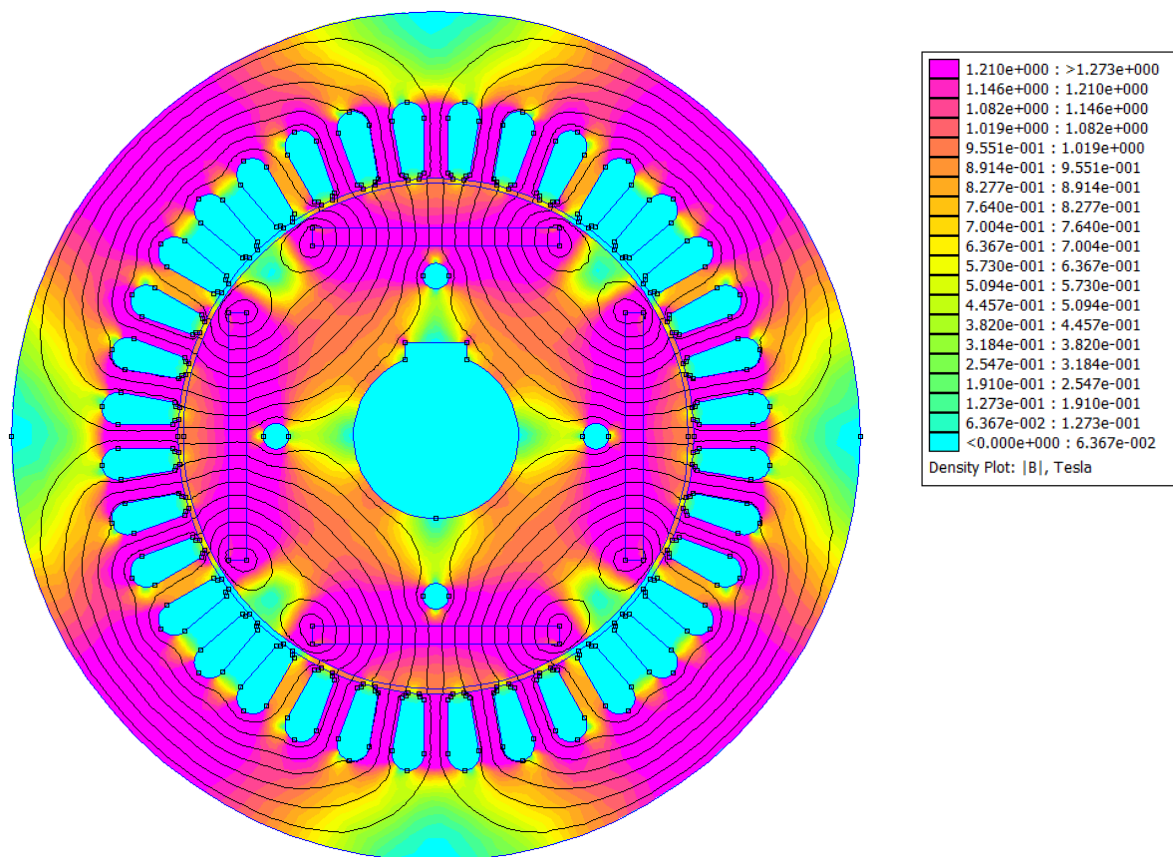
Obr. 26 – Ověření výstupu numerického modelu a reálného generátoru – charakteristiky „nakrátko“ [74]

3.1.3.2 ŘEŠENÍ A VYHODNOCENÍ NUMERICKÉHO MODELU ANALYZOVANÉHO STROJE – JEDEN MAGNET NA JEDEN PÓL

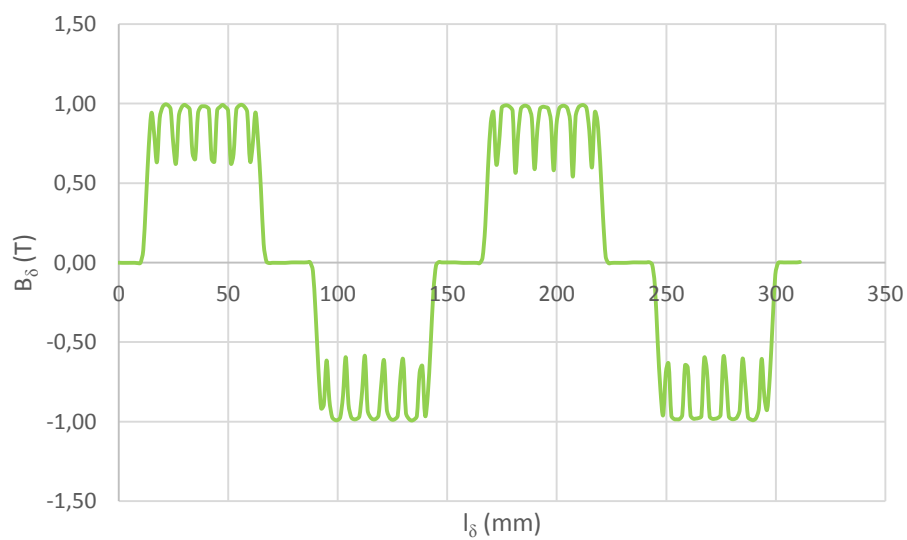
Numerický model elektromagnetické části analyzovaného stroje (obr. 9) je řešen pomocí magnetostatické analýzy. Vypočítávají se jak magnetické tak i elektrické veličiny v generátorickém režimu v závislosti na natočení rotoru.

A. STAV NAPRÁZDNO

Obr. 27 ukazuje rozložení magnetické indukce na originálním modelu – stav „naprázdno“. Vykonáním harmonické analýzy byly zjištěny základní harmonické složky. Sycení v zubech dosahuje hodnoty cca 1,721T a indukce ve vzduchové mezeře nabývá hodnoty 0,980T. Statorové jho je v celku využito dobře a hodnota magnetické indukce dosahuje 1,352T. Na obr. 28 je pak vidět prostorové rozložení magnetické indukce ve středu vzduchové mezery. Změny průběhu magnetické indukce jsou zapříčiněny důsledkem vlivu statorových zubů.



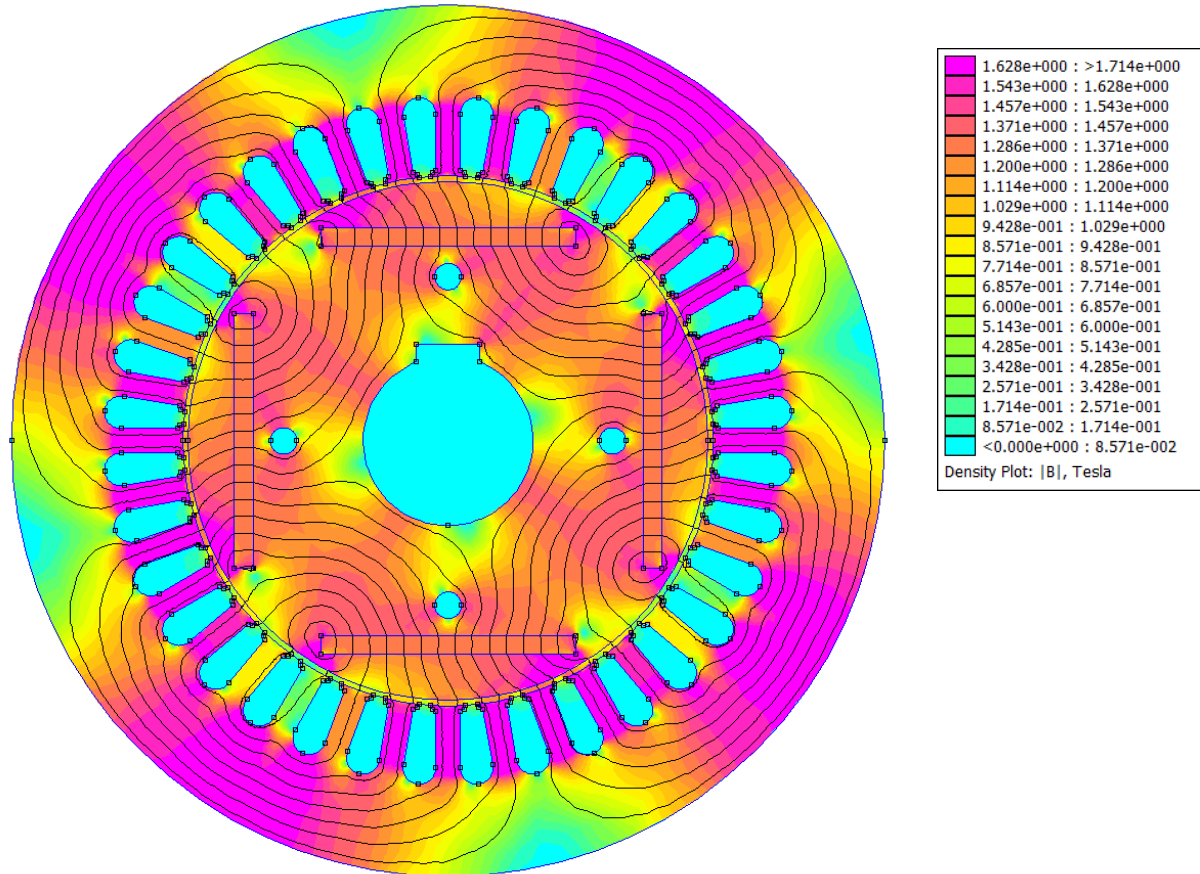
Obr. 27 – Rozložení magnetické indukce ve stroji – stav „naprázdno“ [41]



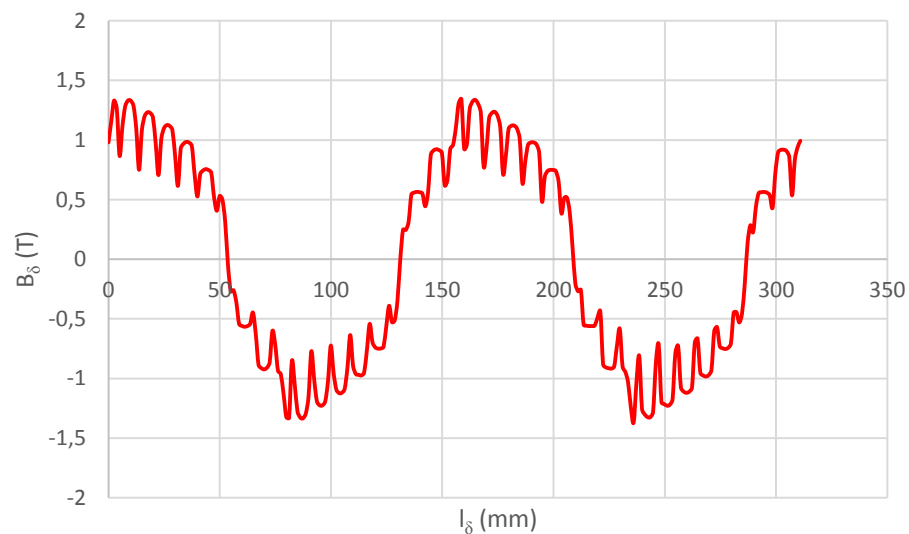
Obr. 28 – Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře – stav „naprázdno“

B. STAV PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ

V zatíženém stavu (obr. 29) je průběh magnetické indukce ve středu vzduchové mezery značně deformovaný (obr. 30) ve srovnání s průběhem magnetické indukce ve středu vzduchové mezery ve stavu „naprázdno“ (obr. 28), což je především způsobeno reakcí kotvy.



Obr. 29 – Rozložení magnetické indukce ve stroji – stav při jmenovitém zatížení



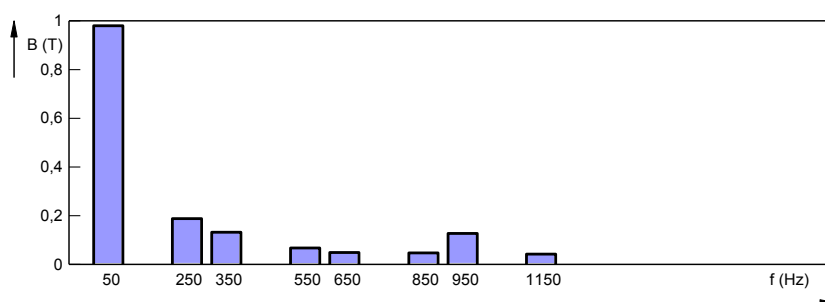
Obr. 30 – Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře – stav při jmenovitém zatížení

C. HARMONICKÁ ANALÝZA

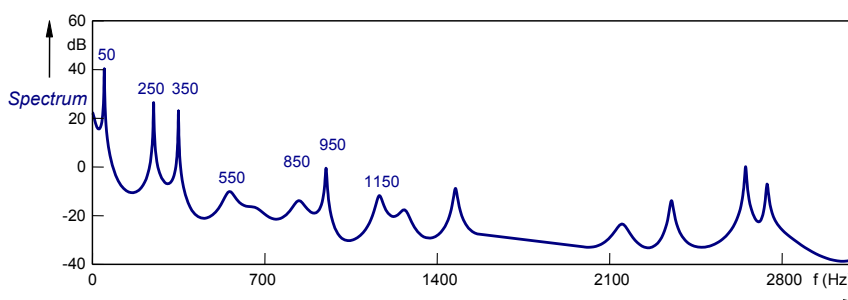
Jak již bylo naznačeno v rámci předchozí kapitoly zaměřené na analytický výpočet ztrát (kap. 3.1.1), časový a prostorový průběh magnetické indukce ve středu vzduchové mezery není ve skutečnosti čistě sinusový. S použitím Fourierovy transformace zjistíme, že frekvenční spektrum obsahuje kromě základní harmonické i její násobky včetně meziharmonických. Harmonické vyšších řádů působí na činnost synchronního stroje s permanentními magnety zpravidla negativně, a proto se také analyzují z pohledu jejich vzniku a účinku na provozní vlastnosti stroje.

Analýzu harmonických je možno vykonat např. ve známém programu *MATLAB* či programu *EMTP – ATP*, jehož nedílnou součástí je vykreslovací a analyzační program *PLOT_XY*, nicméně v rámci této práce bude analýza provedena v profesionálním programu *FlexPro 9*, který disponuje ověřenými a důvěryhodnými výstupy.

Aby samotná analýza proběhla s co nejlepšími výsledky, je nutno získat pro FFT (*Fast Fourier Transform – FlexPro 9*) značné množství vzorků – tedy souřadnic bodů, které společně tvoří průběh magnetické indukce B_δ ve středu vzduchové mezery. Program FEMM umí výhodně kromě grafického znázornění průběhu magnetické indukce taktéž danou křivku uložit jako prostý textový soubor se systémem souřadnic bodů, které tvoří daný průběh indukce. Program *FlexPro 9* následně naimportuje takový soubor s databází souřadnic bodů a zpětně vykreslí průběh magnetické indukce, jež je následně analyzován. Výstupy harmonické analýzy ukazují následující obrázky (podrobněji příloha P12), přičemž pro účel výzkumů realizovaných v této práci je zobrazeno prvních sedm nejvýznamnějších řádů.



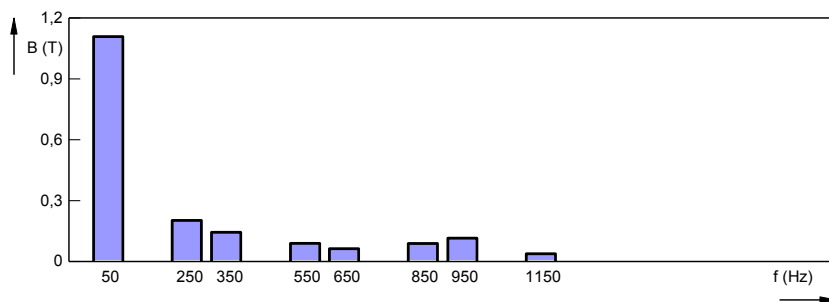
Obr. 31 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“



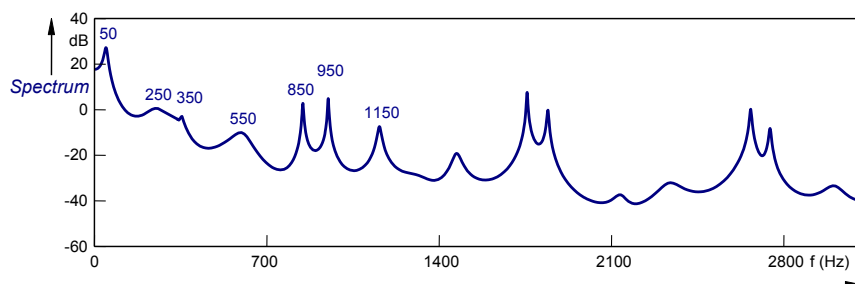
Obr. 32 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“

Tab. 3 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav „naprázdno“)

FlexPro 9		
THD = 29,89%		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	0,985
5	19,20	0,188
7	13,46	0,132
11	6,87	0,067
13	4,98	0,049



Obr. 33 – Spektrum harmonických v křivce B_{δ} – stav při jmenovitém zatížení

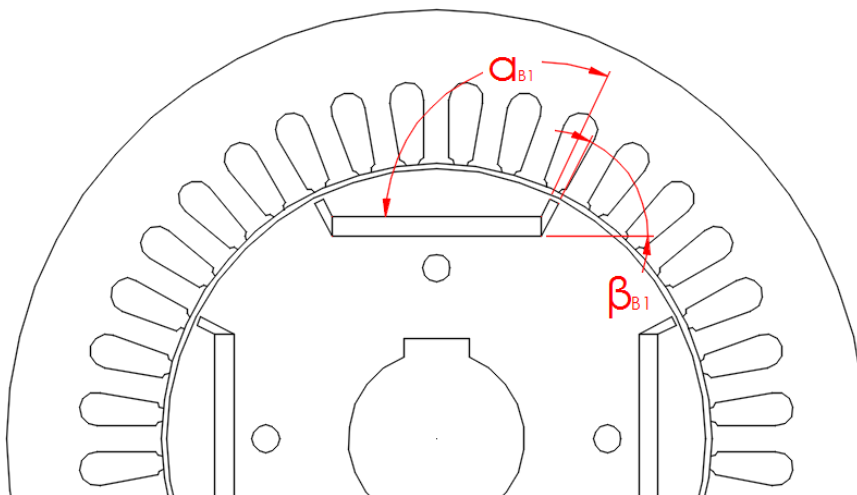


Obr. 34 – Spektrum harmonických v křivce B_{δ} – stav při jmenovitém zatížení

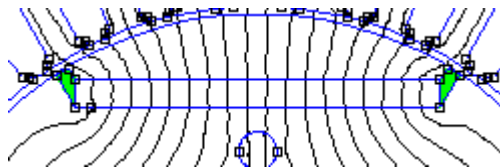
Tab. 4 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav při jmenovitém zatížení)

FlexPro 9		
THD = 26,34%		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	1,108
5	17,91	0,198
7	12,14	0,134
11	7,05	0,078
13	4,60	0,051

V posledním kroku analýzy původního stroje byly úmyslně aplikovány různé typy magnetických (vzduchových) bariér. Důvodem byla jednak snaha posoudit možné zlepšení vybraných provozních vlastností (tedy možné odstranění vybraných lichých harmonických či jejich pouhé snížení amplitud v základní křivce B_{δ} , navýšení hodnoty B_{δ} apod.) pouhou aplikací těchto bariér bez jakýchkoliv dalších úprav stroje, resp. FEM (MKP) modelu a rovněž i v závěru práce tyto výsledky (harmonická analýza B_{δ}) srovnat s výsledky získanými harmonickou analýzou optimalizovaných strojů (modelů) včetně následně aplikovaných magnetických (vzduchových) bariér a provést tak diskusi k významu jejich aplikování jak pro případ analyzovaného stroje (obr. 35 a obr. 37) tak i optimalizovaného stroje (kap. 3.2).

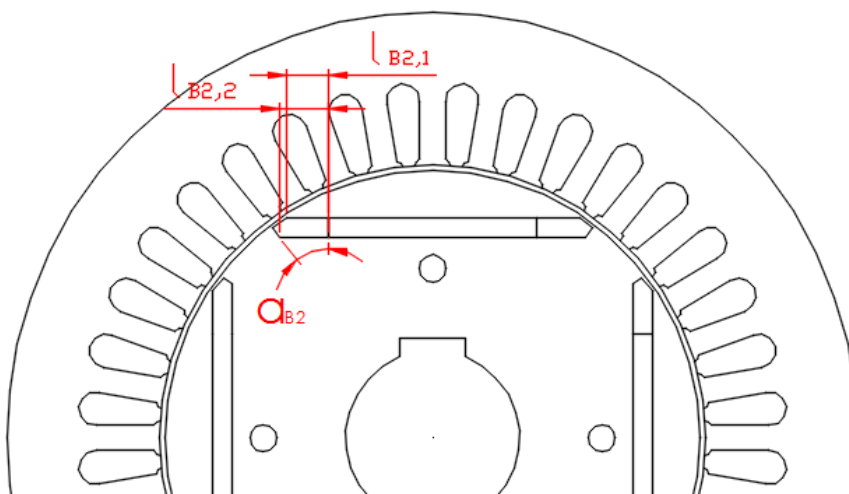


Obr. 35 – Princip aplikace magnetické bariéry typu B1

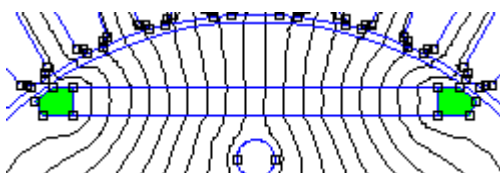


Obr. 36 – Aplikace magnetické bariéry typu B1 (FEM model)

Obr. 35 a obr. 37 ukazují dva typy magnetických (vzduchových) bariér, jejichž aplikace přinesly nejvýznamnější výsledky (tab. 6). Magnetická bariéra podle obr. 35 a obr. 36 (typ B1) byla tvarována pomocí změny úhlů α_{B1} a β_{B1} , přičemž volba těchto úhlů závisela jen a pouze na výrazných změnách v křivce B_δ (výstup harmonické analýzy), nastaly-li. V tab. 12 a tab. 13 lze tyto úhly dohledat, neboť tamní princip aplikování je naprosto shodný, avšak magnet pouze disponuje vertikální změnou uložení v železe. Tab. 6 ukazuje nejlepší výsledek, který přibližně odpovídá úhlům $\alpha_{B1} = 40^\circ$ a $\beta_{B1} = 40^\circ$.



Obr. 37 – Princip aplikace magnetické bariéry typu B2



Obr. 38 – Aplikace magnetické bariéry typu B2 (FEM model)

Optimální tvar a rozměry druhé aplikované magnetické bariéry (obr. 37 a obr. 38, typ B2) byly zkoumány na základě změny rozměru $l_{B2,1}$, $l_{B2,2}$ a úhlu α_{B2} . Nejprínosnějších výsledků (tab. 6) se dosáhlo při délce $l_{B2,1} = 2,8 \text{ mm}$, $l_{B2,2} = 4,1 \text{ mm}$ a úhlu bariéry $\alpha_{B2} = 42^\circ$, neboť i tímto současně došlo k maximálnímu možnému navýšení hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ .

Tab. 5 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – aplikace magnetických bariér)

Typ FEM modelu	Typ vzduchové bariéry	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
		1	5	7	11	13	
[-]	[-]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
Původní analyzovaný stroj	bez	100	19,20	13,46	6,78	4,98	0,985
	B1	100	16,16	14,49	3,79	6,26	1,044
	B2	100	14,02	12,41	4,65	3,83	1,035

Tab. 6 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – aplikace magnetických bariér)

Typ FEM modelu	Typ vzduchové bariéry	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
		1	5	7	11	13	
[-]	[-]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
Původní analyzovaný stroj	bez	100	17,91	12,14	7,05	4,60	1,108
	B1	100	14,87	13,17	3,52	6,64	1,167
	B2	100	12,73	11,09	4,38	4,21	1,158

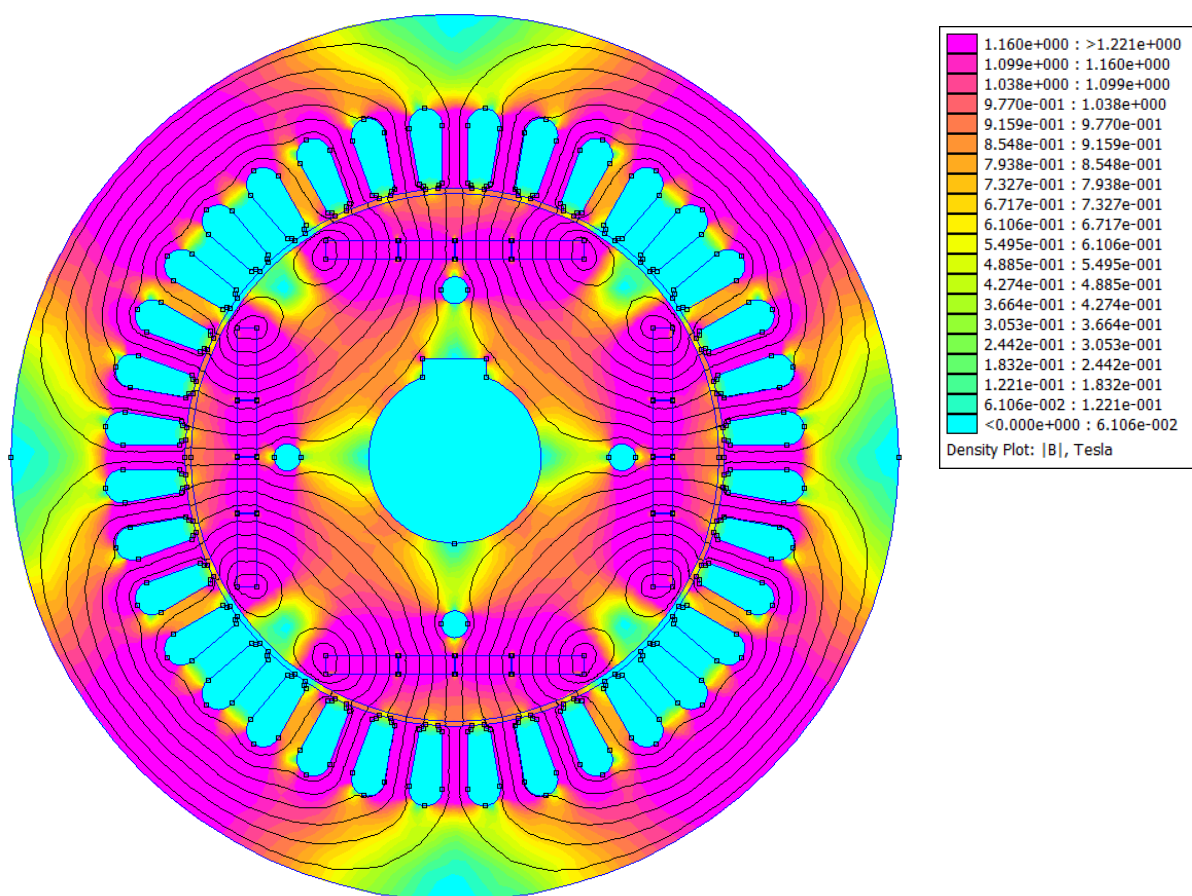
Z předešlých souhrnných výsledků harmonické analýzy B_δ , provedené programem FlexPro 9 (tab. 3 a tab. 4) je patrný nemalý obsah lichých harmonických v základní křivce B_δ , a to jak ve stavu „naprázdno“, tak i při jmenovitém zatížení. V řadě publikací lze dohledat již po léta známé důvody a i možnosti omezování těchto harmonických, nicméně následující kapitola ukáže, zdali i právě samotný permanentní magnet (resp. jeho úpravy) má svůj podíl na obsahu těchto harmonických v křivce magnetické indukce ve vzduchové mezeře.

3.1.3.3 ŘEŠENÍ A VYHODNOCENÍ NUMERICKÉHO MODELU ANALYZOVANÉHO STROJE – ČTYŘI MAGNETY NA JEDEN PÓL

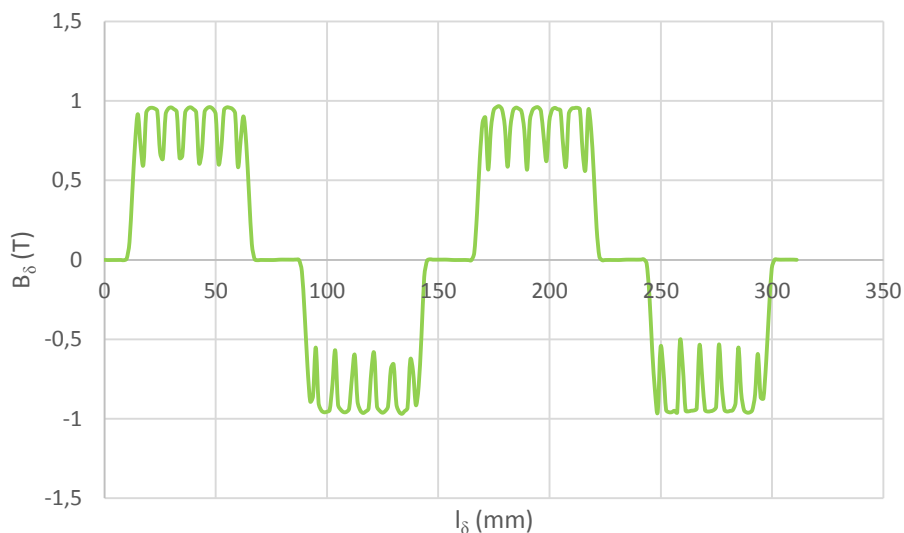
Numerický model analyzovaného stroje podle obr. 21 byl úmyslně upraven z pohledu jeho buzení, tedy z pohledu permanentních magnetů. S ohledem na zachování celkové geometrie stroje, materiálových vlastností a zachování veškerých nastavených parametrů byl každý magnet náhodně stejně rozdělen na 4 dílčí paralelní, přičemž jejich pozice a materiálové vlastnosti se rovněž nezměnily, avšak s ohledem na technologii výroby jsou pro každý magnet zvlášť vyrobeny drážky a mezi magnety je tak mezera rovna 1 mm, kterou vyplňuje magnetický obvod. Tato situace v praxi běžně nastává, neboť je v současné době problém vyrobit magnet široký a současně tenký. Z pohledu výroby jsme svým způsobem tedy omezení rozměry magnetů v případě požadavků na jejich minimální tloušťky při současném zachování jejich maximální délky, resp. šířky. Podstatné v tomto kroku proto bude srovnání výsledků harmonické analýzy, tedy 1 magnet na jeden pól vs. 4 paralelní magnety na jeden pól při zachování výše uvedených parametrů a vlastností.

A. STAV NAPRÁZDNO

Obr. 39 ukazuje rozložení magnetické indukce v modelu analyzovaného upraveného stroje se čtyřmi paralelními magnety na jeden pól. Vykonáním harmonické analýzy průběhu podle obr. 40 byla zjištěna základní hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře rovna 0,951T, což je však hodnota nižší oproti výsledku prezentovaného v kap. 3.1.3.2. Dosazením do vztahu (8) a následným vypočítáním zjistíme, že této hodnotě magnetické indukce odpovídá hodnota indukovaného napětí 209,84V, což je oproti původní hodnotě magnetické indukce ve vzduchové mezeře (jeden magnet na jeden pól) pokles o 2,98V.



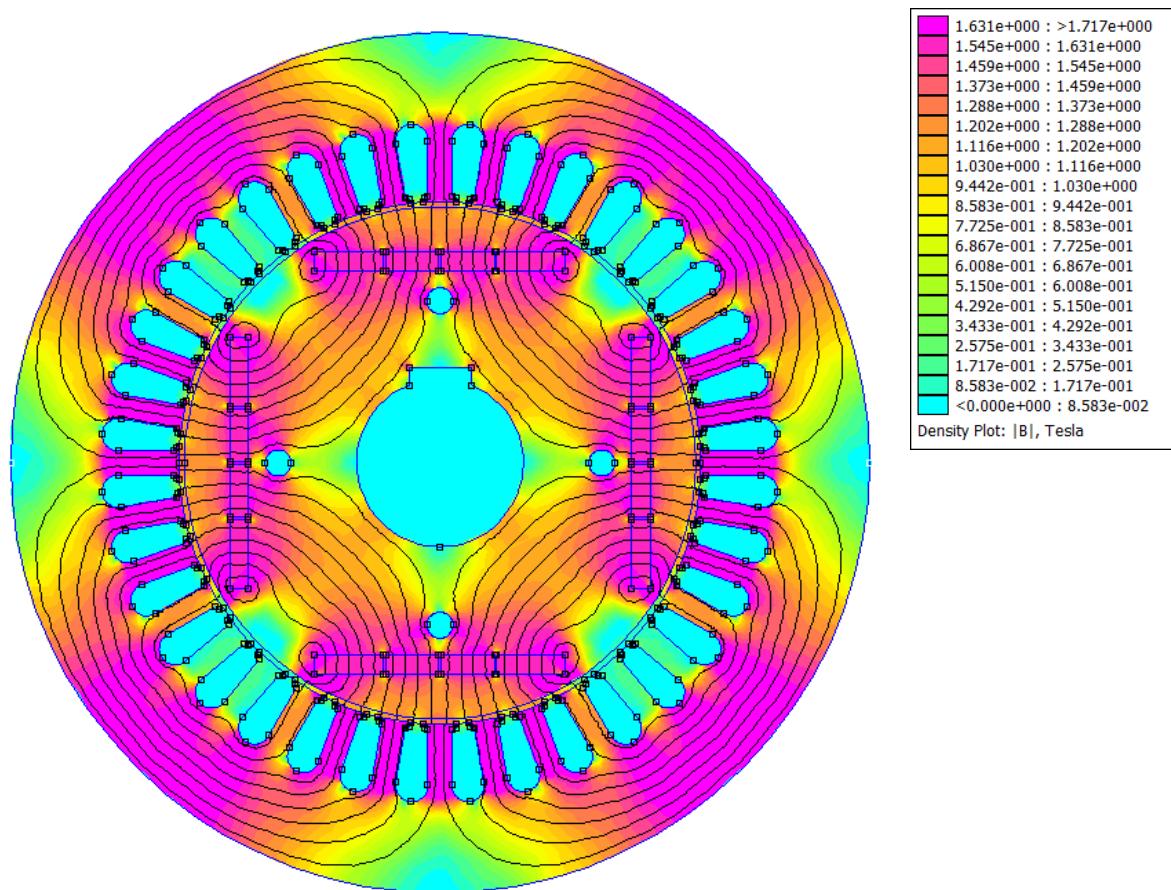
Obr. 39 – Rozložení magnetické indukce ve stroji – stav „naprázdno“



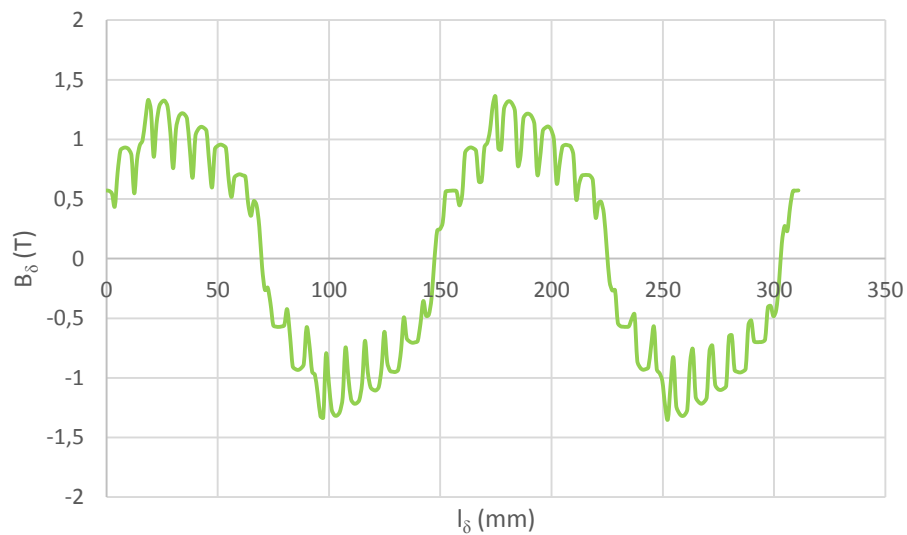
Obr. 40 – Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře – stav „naprázdno“

B. STAV PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ

Z výsledků simulací provedených při jmenovitém stavu stroje jsou patrné podobné výsledky, jako tomu bylo i ve stavu „naprázdno“. Tzn. hodnota magnetické indukce ve středu vzduchové mezery je nižší o 0,015T a deformovaný průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře (obr. 42) vlivem reakce kotvy se nijak významně neliší ve srovnání s průběhem podle obr. 30. V případě natočení rotoru se rovněž změny neprojeví.



Obr. 41 – Rozložení magnetické indukce ve stroji – stav při jmenovitém zatížení

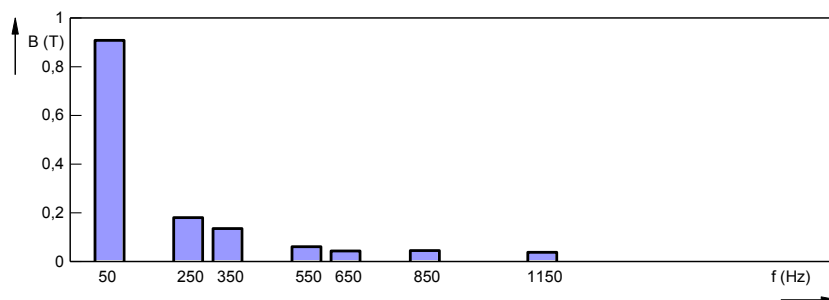


Obr. 42 – Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře – stav při jmenovitém zatížení

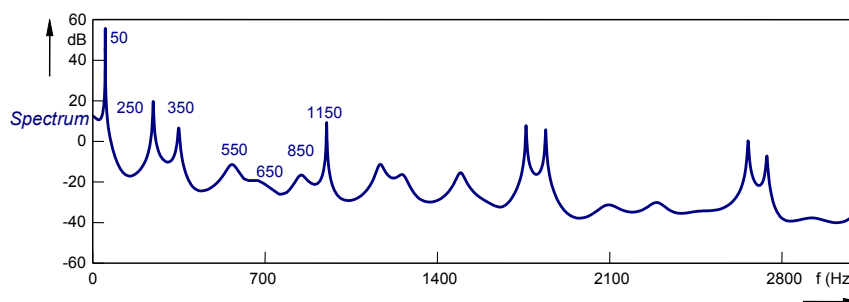
C. HARMONICKÁ ANALÝZA

Výsledky harmonické analýzy (podrobněji v příloze P13) jednoznačně ukazují, že permanentní magnet má také svůj podíl na celkovém obsahu lichých harmonických vyšších řádů v základní křivce

magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Srovnáním výsledků harmonických analýz (jeden magnet na jeden pól vs. čtyři magnety na jeden pól) můžeme vidět, že se obsah harmonických v základní křivce podstatně změnil, přičemž magnety byly náhodně rozděleny. Dá se tedy předpokládat, že správným rozdělením magnetu na dílčí paralelní, či přímo u velkých strojů správným nadefinováním rozměrů dílčích paralelních včetně mezer mezi nimi můžeme ovlivnit, resp. snížit obsah harmonických v základní křivce B_δ .



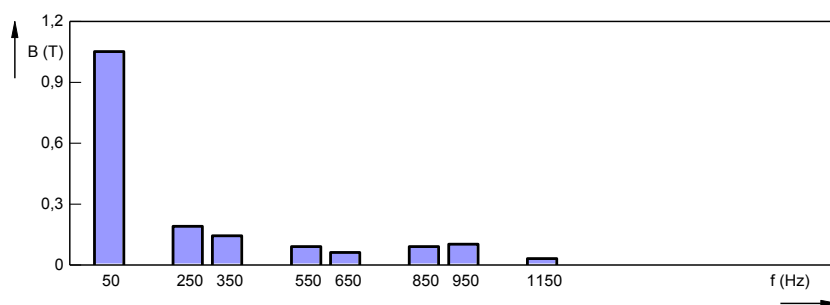
Obr. 43 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“



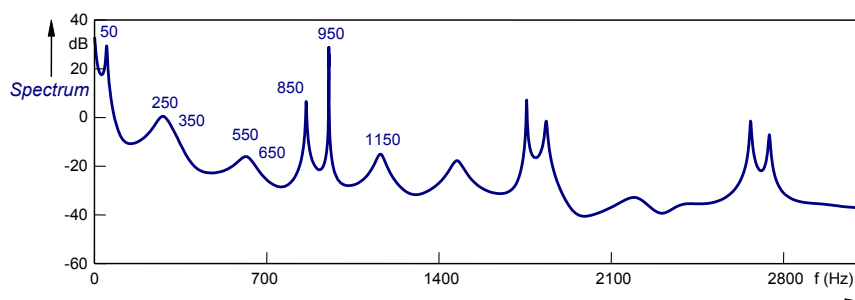
Obr. 44 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“

Tab. 7 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav „naprázdno“)

FlexPro 9		
THD = 29,21 %		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	0,908
5	19,97	0,172
7	14,13	0,119
11	6,71	0,061
13	4,80	0,044



Obr. 45 – Spektrum harmonických v křivce B_δ – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 46 – Spektrum harmonických v křivce B_δ – stav při jmenovitém zatížení

Tab. 8 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav při jmenovitém zatížení)

FlexPro 9		
THD = 26,05 %		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	1,051
5	17,31	0,108
7	11,48	0,089
11	6,74	0,039
13	4,28	0,034

3.1.3.4 KOMPLEXNÍ ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ ANALYZOVANÉHO STROJE

Zhodnotíme-li komplexně výsledky prezentované v kapitole 3.1, můžeme konstatovat, že aplikováním více paralelních magnetů na jeden pól na místo jednoho skutečně dojde k ovlivnění vybraných provozních vlastností, především se tedy bude měnit obsah lichých harmonických vyšších řádů v základní křivce B_δ , resp. jejich amplitudy, ale také i samotná hodnota základní složky magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ a z toho i plynoucí hodnota indukovaného napětí U_{if} . Na

druhé straně je pochopitelné, že pokles magnetické indukce znamená negativní vliv na výstupní výkon stroje při zachování jmenovité rychlosti otáčení rotoru.

FEM model analyzovaného stroje byl zrealizován a co nejpřesněji nastaven. Výsledky v kap. 3.1 ukazují zvolený postup, který k tomuto účelu vedl. Rovněž s využitím MKP byly i analyzovány ztráty v železe stroje. Řada literatur nabízí různé metody a postupy analýz ztrát v SMPM, přičemž vždy současně upozorňují na různé nepřesnosti v rámci vlastních výpočtu ztrát v synchronních strojích s permanentními magnety, které jsou však odůvodněné, nicméně snahou bylo zvolit takový postup, který je nejrozšířenější a rovněž je řazen do skupiny přesnějších metod (s ohledem na výsledky analýzy současného stavu – viz příloha P1, podkapitola P1.4). Ztráty v železe včetně harmonické analýzy byly analyzovány zvlášť pro zuby a zvlášť pro jho. Tento postup má svým způsobem výhodu, protože jak plyne z harmonické analýzy, poměry lichých harmonických v B_δ jsou poněkud jiné, než v B_z a B_j . Z toho plyne fakt, že odstraněním (částečným eliminováním) vybraných harmonických z B_δ nemusí rovněž dojít k odstranění (částečnému eliminování) též vybraných lichých harmonických z magnetické indukce v zubu či ve jhu, které se již skutečně podílejí na ztrátách v železe ($B_z \rightarrow \Delta P_{FE,z}$, $B_j \rightarrow \Delta P_{FE,j}$). Proto bude nutné u vybraných modelů, které dají v rámci harmonické analýzy B_δ pozitivní zpětnou vazbu (tj. že skutečně došlo ke snížení amplitudy či úplnému odstranění vybraných lichých harmonických) provést další analýzu dle uceleného postupu, prezentovaného v příloze P6, kterou se ověří skutečný obsah, resp. absence vybraných lichých harmonických v B_z a B_j , jež se podílejí na ztrátách v železe ΔP_{FE} . V závěru pak pro lepší přehled a srovnání tab. 9 ukazuje podstatné komplexní výsledky harmonických analýz průběhu magnetických indukcí B_δ řešených v rámci kap. 3.1.

Tab. 9 – Souhrnné výsledky harmonických analýz řešených v kap. 3.1

Model analyzovaného stroje	Typ výpočtu	Procentuální obsah liché harmonické vzhledem k základní harmonické [%]					THD [%]
		1	5	7	11	13	
Jeden magnet na jeden pól	Analytický	100	22,07	15,71	10,06	8,52	34,73
	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	19,20	13,46	6,78	4,98	29,89
	Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	17,91	12,14	7,05	4,60	26,34
Čtyři magnety na jeden pól	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	19,97	14,13	6,71	4,80	29,21
	Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	17,31	11,48	6,74	4,28	26,05

3.2 ANALÝZA VLIVU ZMĚNY TVARU, ULOŽENÍ A POČTU PARALELNÍCH MAGNETŮ NA JEDEN PÓL NA PROVOZNÍCH VLASTNOSTECH

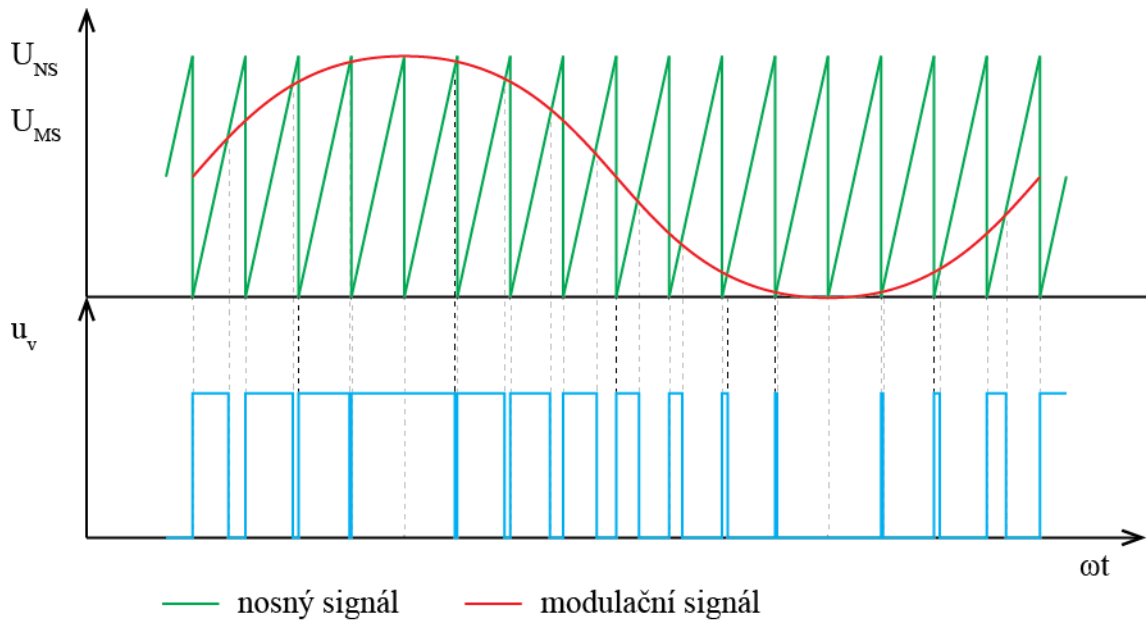
V návaznosti na předchozí kapitoly bude dále proveden výzkum pomocí analytických výpočtů a simulačních programů (*FEMM*, *FlexPro 9*), který si klade za cíl analyzovat vliv počtu, vhodného tvaru a uložení paralelních magnetů na jeden pól v závislosti na obsahu lichých harmonických v základní křivce průběhu magnetické indukce ve středu vzduchové mezery a sledovat tak vybrané změny (možné **snížení ztrát** v železe a z toho plynoucí **účinnost**). V dizertační práci bude tento postup aplikován pro vybrané liché harmonické vyšších řádů, přičemž optimální počet paralelních magnetů včetně jejich šířek napoví matematický model, který bude rovněž v této práci odvozen.

3.2.1 KONCEPT METODY SHE – PWM

Pulzní modulace signálů se ve značném zastoupení používají ve výkonové elektronice. Tyto metody vedou k velmi efektivnímu řízení výkonových polovodičových systémů a splnění náročných regulačních požadavků. Na druhé straně pulzní modulace u vysokých výkonů přináší do systému vyšší harmonické napětí a proudu. *Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation (SHE – PWM)* je metoda, která slouží k jejich cílenému potlačení důsledkem správného stanovení sledu řídicích pulzů a v rámci této práce je myšlenka této metody aplikována.

3.2.1.1 MATEMATICKÝ MODEL A JEHO ODVOZENÍ

Matematický model poslouží k co nejpřesnějšímu stanovení rozměrů dílčích paralelních magnetů na jeden pól analytickým výpočtem. Rovněž pomocí matematického modelu určíme co nejpřesnější vzdálenost (mezery) mezi dílčími magnety. Odvození matematického modelu pro účel správného rozdělení permanentního magnetu na dílčí paralelní včetně správného stanovení šířek dílčích paralelních magnetů vychází z principu problematiky pulzních modulací signálů pro řízení polovodičových měničů a jejich vlivu na harmonické proudy. Existuje řada literatur, které se již mnohokrát věnovaly této problematice (*SHE – PWM*), např. [80], [84], [85], [86], [87], [88], [89], [90], [91], [92] atd., nicméně v této práci bude na základní principy a vztahy pulzní modulace poukázáno, neboť z ní bude matematický model pro správné rozdělení magnetu, resp. Definování rozměrů dílčích paralelních magnetů odvozen.



Obr. 47 – Příklad průběhu PWM

Podstatou pulzní šířkové modulace (*PWM – Pulse Width Modulation* – obr. 47) je porovnání nosného signálu se signálem modulačním a následné vyhodnocení shody obou signálů. Okamžiky shody určují šířku pulzů modulovaného signálu. Nosný signál má trojúhelníkový průběh s konstantní periodou. Modulační signál může mít sinusový průběh, případně lze použít další způsoby vedoucí k omezení vyšších harmonických. Jelikož se jedná o periodickou funkci $f(t)$ s periodou T , která je po částech spojitá v určitém intervalu a která má v tomtéž intervalu po částech spojitou derivaci, lze ji vyjádřit pomocí trigonometrické Fourierovy řady formou následujících základních vztahů, kterých bude potřeba pro další práci. Můžeme proto psát

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(h\omega t) + b_n \sin(h\omega t)] \quad (25)$$

kde a_h a b_h jsou tzv. Fourierovy koeficienty (amplitudy harmonických sinových a kosinových členů) a platí, že

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(h\omega t) dt \quad (26)$$

kde

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (27)$$

a

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(h\omega t) dt \quad (28)$$

kde

$$\omega = 2\pi f \quad (29)$$

a

$$f = \frac{1}{T} \quad (30)$$

Výsledná amplituda jednotlivých harmonických složek pak bude

$$D_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \quad (31)$$

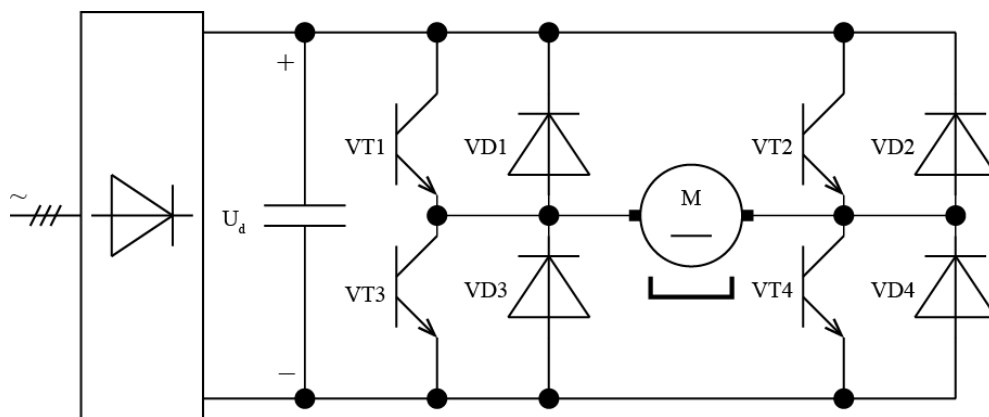
Průběh PWM podle obr. 47 je souměrný k ose x a i k počátku kartézského souřadného systému a tudíž bude obsahovat pouze liché harmonické členy, a to členy sinové. S ohledem na průběh podle obr. 47 nám tedy pro stanovení koeficientu b_h stačí integrovat v mezích $\langle 0, \frac{\pi}{2} \rangle$, neboť druhá polovina půlvlny je symetrická. Dosazením do (28) obdržíme

$$b_h = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u_v(h\omega t) \sin(h\omega t) d\omega t \quad (32)$$

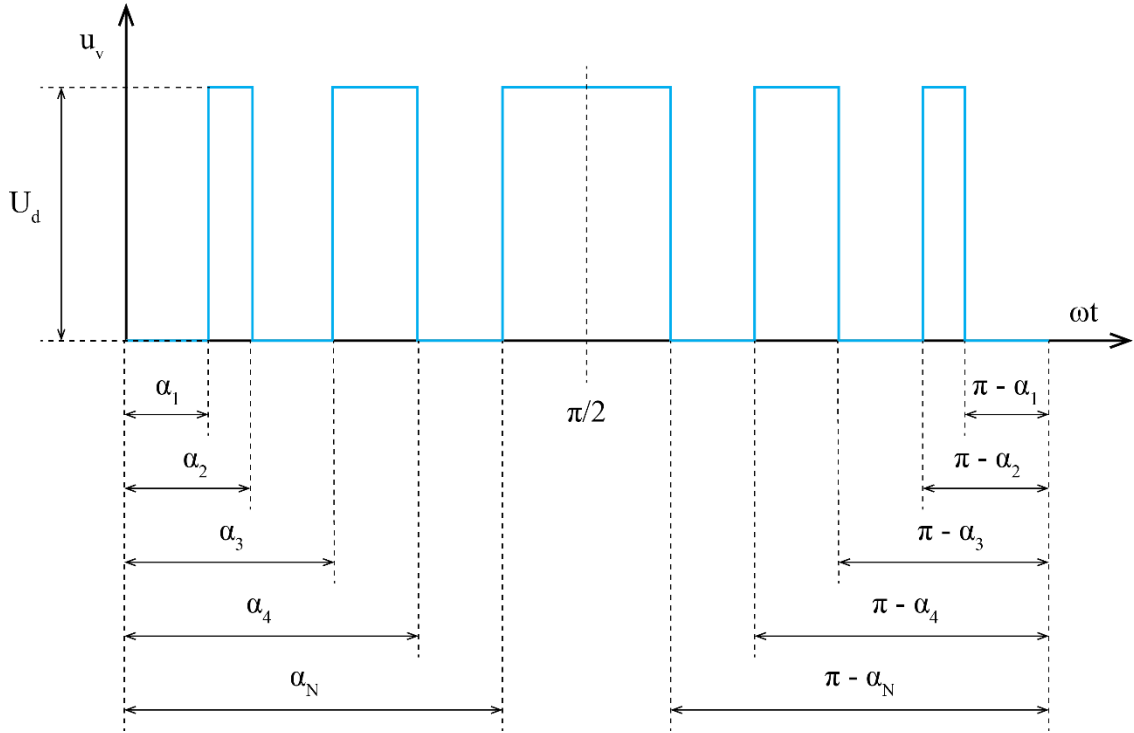
a výsledná amplituda jednotlivých harmonických složek pak bude

$$D_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} = \sqrt{b_h^2} = |b_h| \quad (33)$$

S ohledem na výše uvedené vztahy pak můžeme pro pulzně šířkovou modulaci odvodit výraz, kde jsou již akceptovány proměnné šířky jednotlivých pulzů napětí, vytvořených PWM. Pro zjednodušení předpokládáme průběh podle obr. 49, kde $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ jsou elektrické úhly, ve kterých dochází ke spínání tranzistorů měniče (obr. 48).



Obr. 48 – Čtyř-kvadrantový tranzistorový pulzní měnič



Obr. 49 – Příklad PWM

Průběh podle obr. 49 pak můžeme popsat následovně

$$u_v(\omega t) = 0 \quad \omega t \in (0, \alpha_1), (\alpha_2, \alpha_3) \dots \dots (\alpha_{N-1}, \alpha_N) \quad (34)$$

$$u_v(\omega t) = U_d \quad \omega t \in (\alpha_1, \alpha_2), (\alpha_3, \alpha_4) \dots \dots \left(\alpha_N, \frac{\pi}{2}\right) \quad (35)$$

$$u_v(\omega t) = 0 \quad \omega t \in (\pi - \alpha_1, \pi - \alpha_{N-1}), (\pi - \alpha_{N-2}, \pi - \alpha_{N-3}) \dots \dots (\pi - \alpha_1, \pi) \quad (36)$$

$$u_v(\omega t) = U_d \quad \omega t \in \left(\frac{\pi}{2}, \pi - \alpha_N\right), (\pi - \alpha_{N-1}, \pi - \alpha_{N-2}) \dots \dots (\pi - \alpha_2, \pi - \alpha_1) \quad (37)$$

Funkce podle obr. 49 je lichá. Při výpočtu Fourierových koeficientů budou všechny koeficienty a_h nulové. Konečný vztah pro b_h pak udává současně amplitudu h -té harmonické napětí u_v a tedy můžeme psát

$$b_h = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u_v(\omega t) \sin(h\omega t) d\omega t \quad (38)$$

$$b_h = \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} U_d \sin(h\omega t) d\omega t + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} U_d \sin(h\omega t) d\omega t + \dots \dots + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_{N-1}}^{\alpha_N} U_d \sin(h\omega t) d\omega t \quad (39)$$

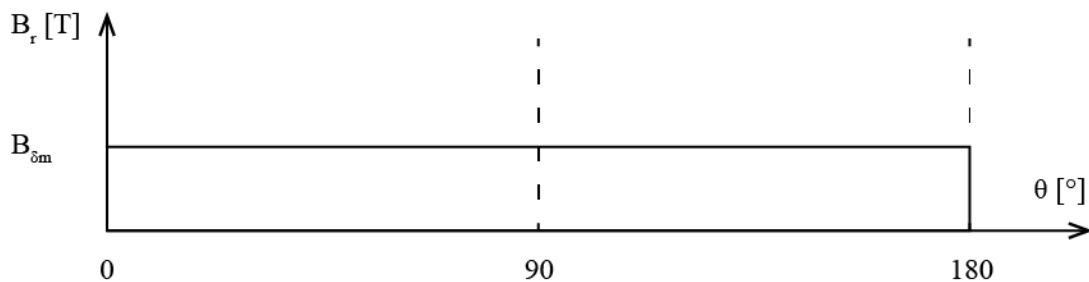
$$b_h = \frac{4U_d}{\pi h} \{ [-\cos(h\omega t)]_{\alpha_1}^{\alpha_2} + [-\cos(h\omega t)]_{\alpha_3}^{\alpha_4} + \dots \dots + [-\cos(h\omega t)]_{\alpha_{N-1}}^{\alpha_N} \} \quad (40)$$

$$b_h = \frac{4U_d}{\pi h} [\cos(h\alpha_1) - \cos(h\alpha_2) + \cos(h\alpha_3) - \cos(h\alpha_4) + \dots \dots + \cos(h\alpha_{N-1}) - \cos(h\alpha_N)] \quad (41)$$

Vztah (41) je konečný a pochopitelně platí, že kolik lichých řádů harmonických budeme eliminovat, tolik nelineárních rovnic budeme v soustavě řešit. Výše uvedeným postupem bylo

naznačeno, jak můžeme přistoupit k optimalizaci spínacího algoritmu PWM, přičemž snahou zde bylo nalézt takové vhodné elektrické úhly (vyřešení soustavy nelineárních rovnic), ve kterých dochází ke spínání tranzistorů měniče se současným minimálním obsahem vybraných lichých harmonických vyšších řádů. Nyní budeme tuto úvahu aplikovat na permanentní magnet.

Obr. 50 ukazuje magnet analyzovaného stroje. Delší strana magnetu – šířka je nyní vyjádřena ve stupních (deg. – rovinný úhel), nikoliv v milimetrech (jeden magnet – jeden pól – naindukuje pouze jednu půlvlnu $0 - 180^\circ$). Výška magnetu představuje maximální hodnotu magnetické indukce ve středu vzduchové mezery buzenou tímto magnetem.



Obr. 50 – Magnet analyzovaného stroje

Protože hrany magnetu jsou souměrné podle osy x a k počátku kartézského souřadného systému, budeme postupovat stejně, jako tomu bylo v případě rozboru PWM, tedy výsledný průběh B_δ bude obsahovat pouze liché sinové členy. Delší hrana magnetu splývá s osou x a její délka je vyjádřena ve stupních a kratší hrana splývající s osou y vyjadřuje maximální výšku magnetu pomocí maximální hodnoty magnetické indukce $B_{\delta m}$ ve vzduchové mezeře. S použitím vztahů odvozených pro PWM nyní můžeme psát

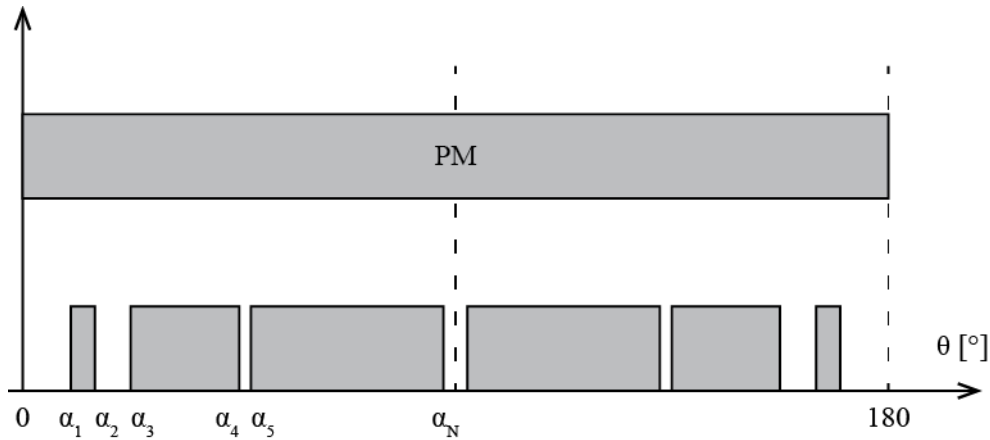
$$b_h = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi B_{\delta m}(\theta) \sin(h\theta) d\theta \quad (42)$$

a po integrování obdržíme

$$b_h = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi B_{\delta m}(\theta) \sin(h\theta) d\theta = \frac{2B_{\delta m}}{\pi h} [-\cos h\theta]_0^\pi = \frac{2B_{\delta m}}{\pi h} [1 + 1] = \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} \quad (43)$$

kde $\frac{4B_{\delta m}}{\pi h}$ je amplituda jednotlivých harmonických. Protože magnet budeme dělit na několik dílčích paralelních, kde současně budeme hledat vhodné úhly rozdělení magnetu $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ s ohledem na určitou eliminaci lichých harmonických, pak rovnici (42), resp. (43) budeme integrovat nikoliv v mezích $0 - 180^\circ$, avšak v mezích $0 - \alpha_1, \alpha_2 - \alpha_3, \alpha_{N-1} - \alpha_N$, přičemž počet mezí, resp. počet integrálních rovnic bude roven počtu lichých harmonických, které chceme rozdělením magnetu eliminovat (5, 5+7, 5+7+11, 5+7+11+13, 5+7+11+13 atd.). Ve výsledku pak v rovnici (42), resp. (43) přibudou kosinové členy, kde neznámou budou úhly vhodného rozdělení $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ permanentního magnetu podle obr. 51. Navíc povedeme-li středem magnetu osu ($\theta = 90^\circ$), pak levá polovina magnetu je symetrická podle osy vzhledem k pravé straně magnetu (obr. 51) a tudíž nám i v tomto případě stačí integrovat

v intervalu $\langle 0, 90^\circ \rangle$. Soustava nelineárních rovnic (51) a z ní vypočítané úhly vhodného rozdělení magnetu budou zrcadlově stejné pro druhou (pravou) část magnetu (tedy pro interval $\langle 90^\circ, 180^\circ \rangle$).



Obr. 51 – Příklad rozdělení jednoho magnetu na dílčí paralelní

Budeme-li tedy teoreticky předpokládat rozdělení jednoho permanentního magnetu na nekonečný počet dílčích paralelních magnetů s ohledem na eliminaci nekonečného počtu lichých harmonických, pak můžeme psát

$$b_h = \frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha_1} B_{\delta m}(\theta) \sin(h\theta) d\theta + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} B_{\delta m}(\theta) \sin(h\theta) d\theta + \dots + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_N}^{\alpha_M} B_{\delta m}(\theta) \sin(h\theta) d\theta \quad (44)$$

a po integrování s ohledem na vztah 1, resp. 2, obdržíme

$$b_h = \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} \{ [-\cos(h\theta)]_0^{\alpha_1} + [-\cos(h\theta)]_{\alpha_2}^{\alpha_3} + \dots + [-\cos(h\theta)]_{\alpha_N}^{\alpha_M} \} \quad (45)$$

a konečně po dosazení integračních mezí

$$b_h = \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} [\cos(h\alpha_1) - \cos(h\alpha_2) + \cos(h\alpha_3) - \cos(h\alpha_4) + \dots + \cos(h\alpha_N) - \cos(h\alpha_M)] \quad (46)$$

Získali jsme tak nelineární rovnici (46), která bude základem soustavy nelineárních rovnic, přičemž počet neznámých – tedy počet úhlů vhodného rozdělení magnetů bude roven počtu nelineárních rovnic v soustavě. Rovněž musí platit, že

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_N < \frac{\pi}{2} \quad (47)$$

a soustava nelineárních rovnic pak bude mít tvar

$$\begin{aligned} b_h &= \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} [\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \dots + \cos(5\alpha_{N-1}) - \cos(5\alpha_N)] \\ b_h &= \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} [\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \dots + \cos(7\alpha_{N-1}) - \cos(7\alpha_N)] \\ &\vdots \end{aligned} \quad (48)$$

$$b_h = \frac{4B\delta m}{\pi h} [\cos(h\alpha_1) - \cos(h\alpha_2) + \dots + \cos(h\alpha_{N-1}) - \cos(h\alpha_N)]$$

kde N náleží množině přirozených čísel.

V praxi je však realita taková, že amplituda s řádem harmonické obvykle klesá, a to až do řádu, kdy se stává neměřitelnou. Proto bude snahou v rámci této práce zaměřit se na několik prvních významných lichých harmonických, a to harmonické řádu 5, 7, 11 a 13. Soustava nelineárních rovnic (48) pak bude s ohledem na eliminaci všech 4 řádů a po úpravě vypadat následovně

$$\begin{aligned} b_h &= \frac{4B\delta m}{\pi h} [\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4)] \\ b_h &= \frac{4B\delta m}{\pi h} [\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4)] \\ b_h &= \frac{4B\delta m}{\pi h} [\cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4)] \\ b_h &= \frac{4B\delta m}{\pi h} [\cos(13\alpha_1) - \cos(13\alpha_2) + \cos(13\alpha_3) - \cos(13\alpha_4)] \end{aligned} \quad (49)$$

Soustavu lze řešit za podmínky, že položíme $b_h = 0$ (obecně $f(x) = 0$)

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{4B\delta m}{\pi h} [\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4)] \\ 0 &= \frac{4B\delta m}{\pi h} [\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4)] \\ 0 &= \frac{4B\delta m}{\pi h} [\cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4)] \\ 0 &= \frac{4B\delta m}{\pi h} [\cos(13\alpha_1) - \cos(13\alpha_2) + \cos(13\alpha_3) - \cos(13\alpha_4)] \end{aligned} \quad (50)$$

Po úpravě výraz $\frac{4B\delta m}{\pi h}$ vymizí a tedy

$$\begin{aligned} 0 &= \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) \\ 0 &= \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) \\ 0 &= \cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) \\ 0 &= \cos(13\alpha_1) - \cos(13\alpha_2) + \cos(13\alpha_3) - \cos(13\alpha_4) \end{aligned} \quad (51)$$

Protože se jedná se o soustavu nelineárních rovnic, kterou nelze snaze řešit pomocí metod lineární algebry, je zde nutno použít numerických metod, přičemž nejvhodnější pro daný typ soustavy je tzv. Newton – Raphsonova metoda [93]. V matematice se též tato metoda nazývá metoda tečen. S ohledem na pracnost a složitost řešení takových typů soustav je vhodné použít výpočetní software. V tomto případě bude použit výpočetní software *MatLab*.

3.2.1.2 VLIV TVARU, ULOŽENÍ A POČTU PARALELNÍCH MAGNETŮ NA JEDEN PÓL S OHLEDEM NA ELIMINACI 5. HARMONICKÉ

Výzkum prezentovaný v této kapitole bude členěn na dvě etapy. V rámci I. etapy bude optimalizace rotorové části vycházet z původní topologie rotoru – tzn., budou řešeny přímo magnety rozměrů, vlastností a tvaru analyzovaného (původního) stroje. V případě II. etapy optimalizace proběhne již s maximálním využitím metod umělé inteligence na samotném počátku – tzn. nalezení neoptimalnější topologie nového rotoru (s ohledem na maximální hodnotu B_δ a současnou úplnou eliminaci vybraných lichých harmonických v téže křivce).

Výzkum spadající do I. etapy se konkrétně zaměří na optimální tvar, uložení a pochopitelně i počet paralelních magnetů, vzniknou-li, s ohledem na eliminaci pouze 5. harmonické v základní křivce magnetické indukce ve středu vzduchové mezery. Protože bude eliminována pouze 5. harmonická, pak soustava (51) po úpravě se zjednoduší na jednu nelineární rovnici o jedné neznámé a tedy

$$0 = \cos(5\alpha_1)$$

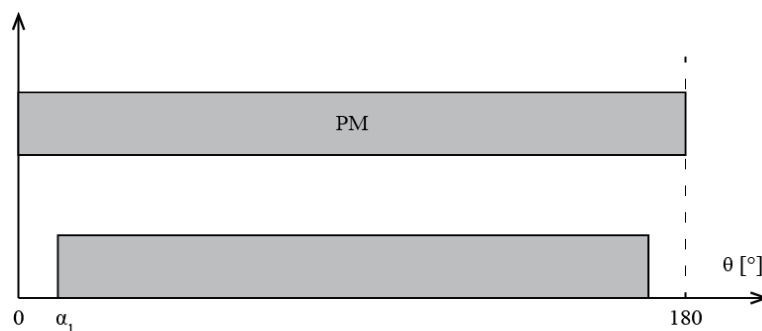
Takovou rovnici lze ovšem řešit bez použití výpočetního softwaru

$$\cos^{-1} 0 = 5\alpha_1$$

$$90^\circ = 5\alpha_1 \quad (52)$$

$$\frac{90^\circ}{5} = \alpha_1$$

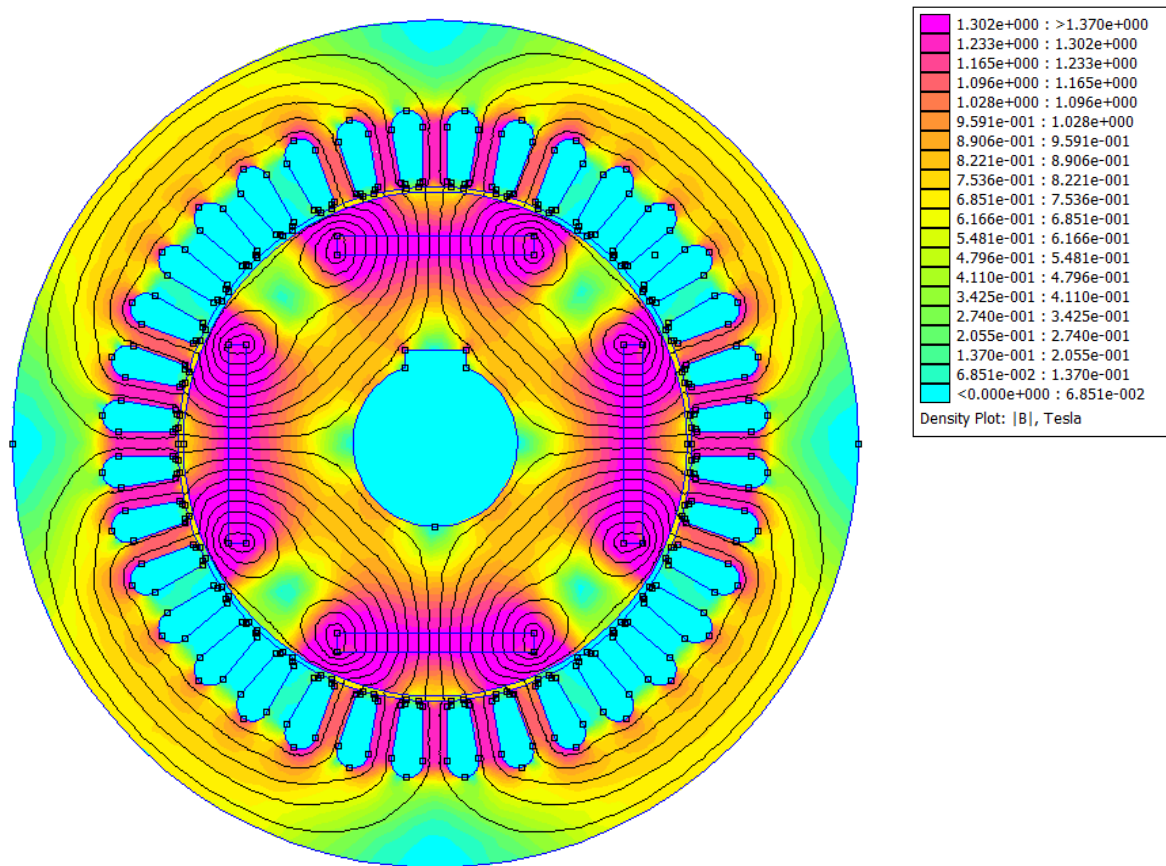
$$\alpha_1 = 18^\circ$$



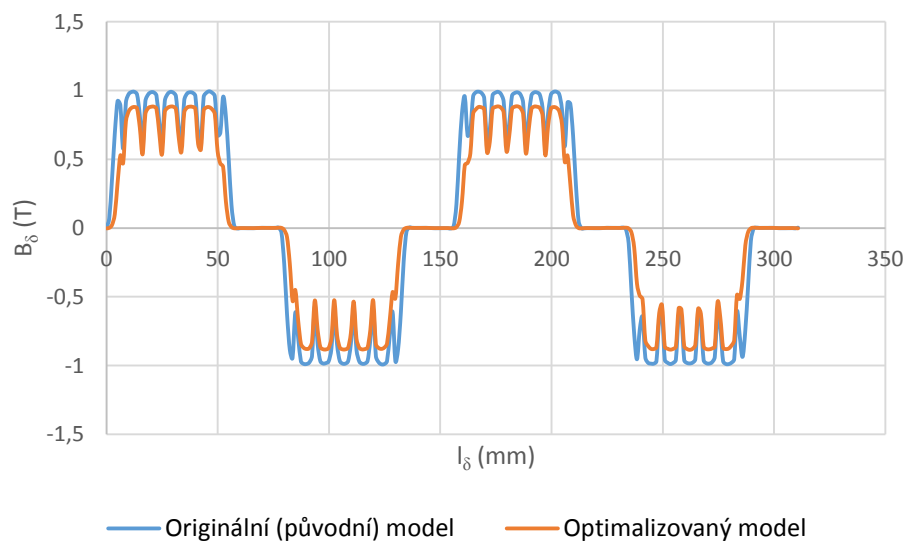
Obr. 52 – Optimalizovaný magnet s ohledem na eliminaci 5. harmonické

Z rovnice (52) je patrný úhel rozdělení magnetu – viz obr. 52 s tím, že daná část magnetu v rozsahu $0 - 18^\circ$ bude odebrána. V případě PWM by došlo k vypnutí polovodičového prvku měniče v daném okamžiku. Můžeme tedy vidět, že v tomto případě paralelní magnety nevzniknou (obr. 52). Dále lze s ohledem na obr. 52 usuzovat, že vlivem odebrání části PM dojde k poklesu magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ . Tuto skutečnost potvrzuje obr. 54, který srovnává průběhy B_δ

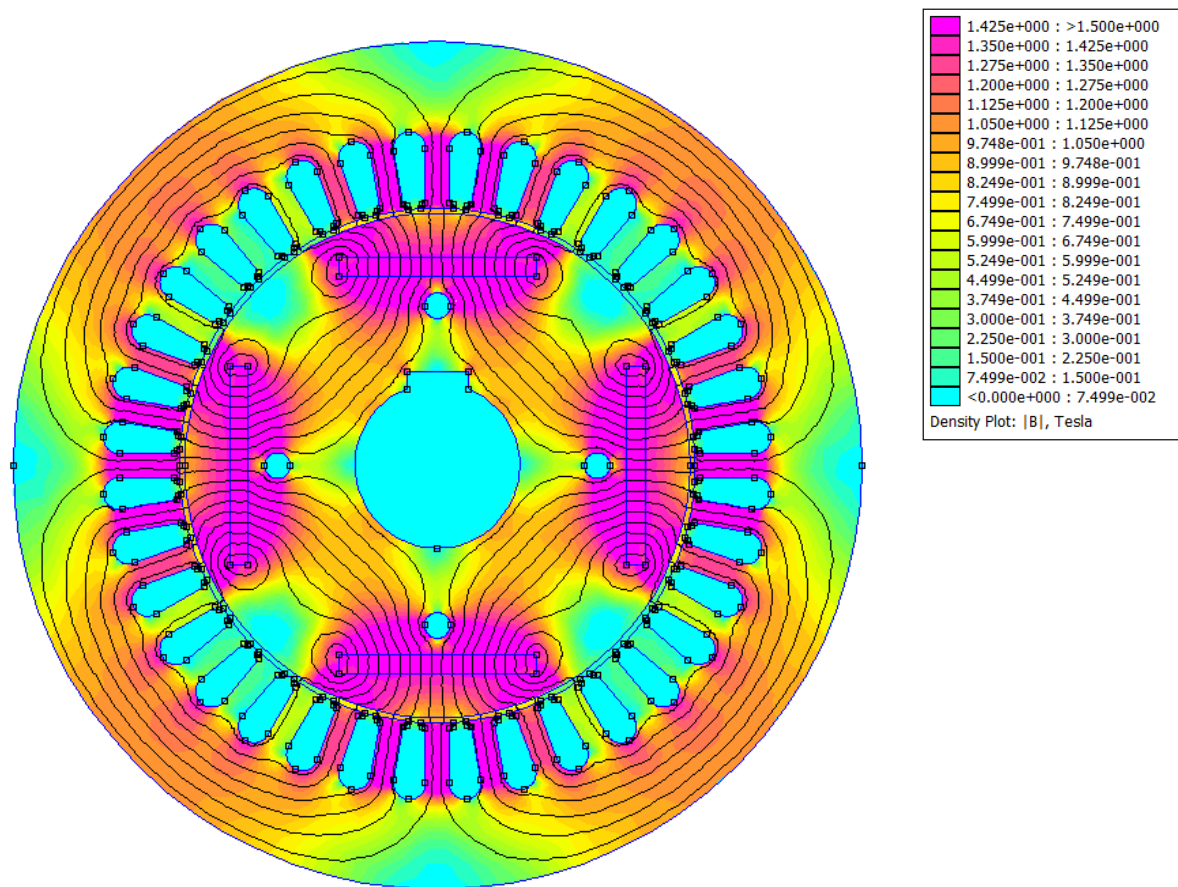
původní topologie (obr. 27) s novou topologií podle obr. 53. Magnetická indukce klesla z 0,985T na hodnotu 0,649T, což odpovídá rozdílu 0,336T.



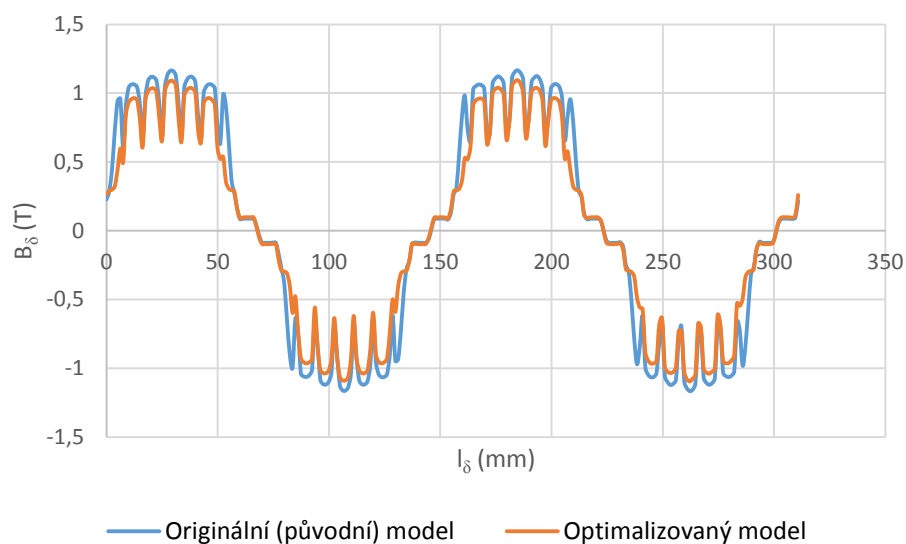
Obr. 53 – Rozložení magnetické indukce ve stroji – stav „naprázdno“



Obr. 54 – Srovnání průběhů magnetických indukcí ve vzduchové mezeře – stav „naprázdno“



Obr. 55 – Rozložení magnetické indukce ve stroji – stav při jmenovitém zatížení

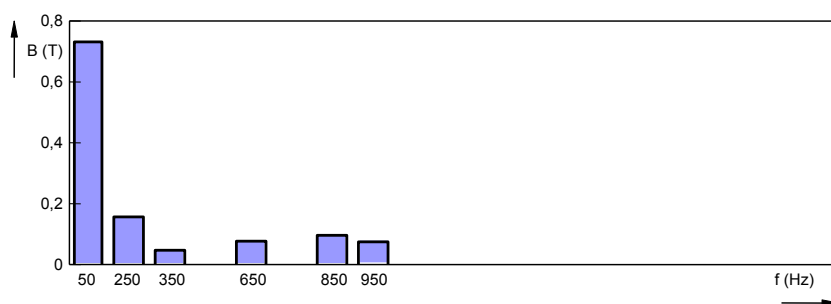


Obr. 56 – Srovnání průběhů magnetických indukcí ve vzduchové mezeře – stav při jmenovitém zatížení

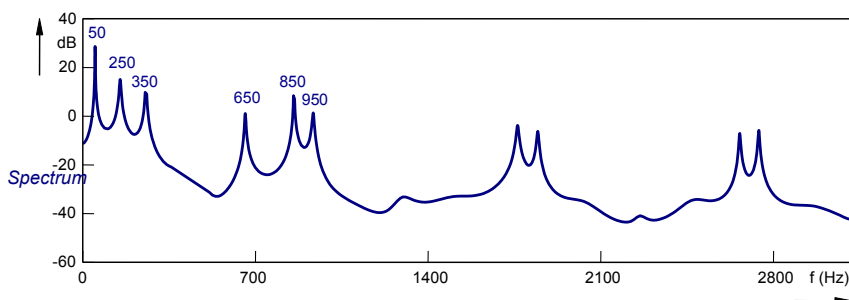
V dalším kroku byla provedena harmonická analýza pomocí programu *FlexPro9*. Výsledek harmonické analýzy skutečně potvrzuje absenci 5. harmonické v křivce B_δ (stav při jmenovitém zatížení). Rovněž v tomto kroku ani nebyly identifikovány harmonické řádu 11 a 13 v základní křivce B_δ . Příznivě i působí hodnota celkového harmonického zkreslení, která je nižší než v případě

analyzovaného stroje a dosahuje hodnoty 15,43 %. V případě stavu „naprázdno“ naopak můžeme spatřit malý nárůst hodnoty amplitudy 5. harmonické, a to i včetně hodnoty THD (harmonické zkreslení).

Z výsledků harmonické analýzy je ovšem také patrný i jistý negativní dopad v rámci procesu eliminace 5. harmonické. Můžeme vidět, že v důsledku eliminace 5. harmonické současně došlo i k významnému poklesu hodnoty základní harmonické v křivce B_δ , což bude nutné v dalších krocích řešit. Za zmínku také stojí, že pomocí FEM simulace bylo zkoumáno i okolí krajních souřadnic magnetu. Nicméně další postupné rozšiřování či zužování magnetu vedlo k opětovnému generování vybrané liché harmonické, čímž se spíše potvrdilo, že rozměr magnetu získaný analytickým řešením rovnice (52) je správný a jakékoliv další změny šířky lze provést pouze ve velmi omezeném rozsahu (přibližně $\pm 0,5$ mm k analytický získané hodnotě, kdy ještě 5. harmonická není stále identifikována). Číselné hodnoty harmonické analýzy ukazuje tab. 10 a tab. 11 a podrobnější postup, který vedl k níže prezentovaným tabulkám, pak ukazuje příloha P14.



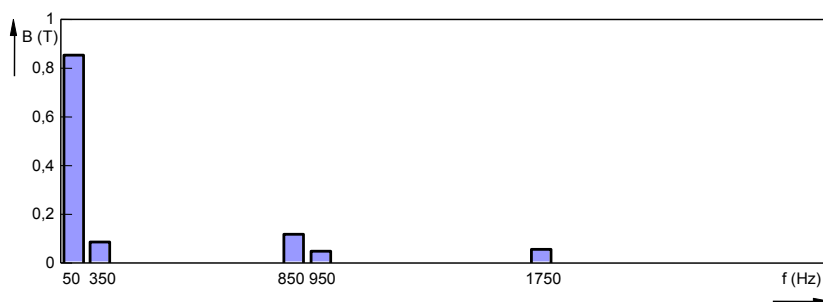
Obr. 57 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“



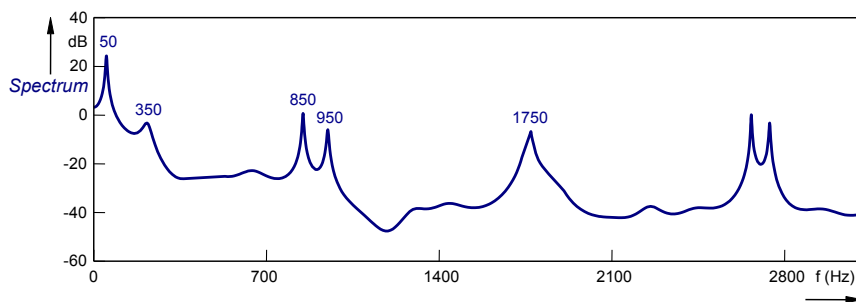
Obr. 58 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“

Tab. 10 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav „naprázdno“)

FlexPro 9		
THD = 28,91%		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	0,649
5	21,43	0,139
7	5,53	0,036
11	0	0
13	7,69	0,050



Obr. 59 – Spektrum harmonických v křivce B_{δ} – stav při jmenovitém zatížení

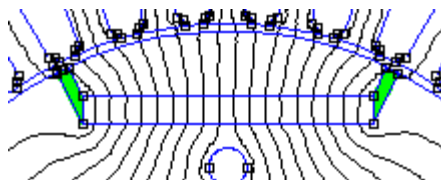


Obr. 60 – Spektrum harmonických v křivce B_{δ} – stav při jmenovitém zatížení

Tab. 11 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav při jmenovitém zatížení)

FlexPro 9		
THD = 15,43%		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	0,853
5	0	0
7	6,40	0,055
11	0	0
13	0	0

V dalším kroku byly opět pro účel porovnání aplikovány magnetické bariéry, a to za podmínky zachování všech rozměrů a vlastností podle obr. 68. Principy zkoumání jejich vhodného tvaru a rozměrů byly v obou případech shodné s principy zkoumání magnetických bariér podle obr. 35 a obr. 37. Z tab. 13 a tab. 15 je patrné, že jejich aplikací se i tomto případě podařilo dosáhnout významného navýšení hodnoty magnetické indukce v B_{δ} a rovněž i došlo v některých případech k viditelnějšímu snížení amplitud vybraných lichých harmonických v základní křivce B_{δ} , nicméně výsledky prozatím nelze pokládat za optimální. Rovněž lze konstatovat, že tento typ bariér je vhodný pro aplikaci do I – SMPM, neboť v některých případech pozitivně reagují na snížení hodnoty amplitud vybraných lichých harmonických či přímo na jejich úplné odstranění.



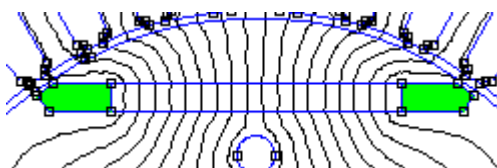
Obr. 61 – Aplikace magnetické bariéry typu B1 (FEM model)

Tab. 12 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – aplikace magnetické bariéry B1)

S _M	Typ vzduchové bariéry	α_{B1}	β_{B1}	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B _δ
				1	5	7	11	13	
[mm]	[-]	[°]	[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
38,55	bez	0	0	100	21,43	5,53	0	7,69	0,649
	B1	20	20	100	20,54	7,39	8,71	7,80	0,953
		20	30	100	20,60	8,13	9,45	7,44	0,958
		20	40	100	19,47	7,72	9,04	7,72	0,957
		30	20	100	20,96	8,27	9,59	7,36	0,958
		30	30	100	18,32	7,77	9,09	7,61	0,958
		30	40	100	20,41	8,51	9,83	7,25	0,959
		40	20	100	21,68	8,09	9,41	7,45	0,958
		40	30	100	19,31	8,15	9,47	7,43	0,961
		40	40	100	20,81	8,38	9,70	7,89	0,963

Tab. 13 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – aplikace magnetické bariéry B1)

S _M	Typ vzduchové bariéry	α_{B1}	β_{B1}	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B _δ
				1	5	7	11	13	
[mm]	[-]	[°]	[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
38,55	bez	0	0	100	0	6,40	0	0	0,853
	B1	20	20	100	6,28	6,57	0	5,66	1,157
		20	30	100	6,34	7,31	0	5,30	1,162
		20	40	100	5,21	6,90	0	5,58	1,161
		30	20	100	6,70	7,45	0	5,22	1,162
		30	30	100	4,06	6,95	0	5,47	1,162
		30	40	100	6,15	7,69	0	5,11	1,163
		40	20	100	7,42	7,27	0	5,31	1,162
		40	30	100	5,05	7,33	0	5,29	1,165
		40	40	100	3,55	7,56	0	5,75	1,167



Obr. 62 – Aplikace magnetické bariéry typu B2 (FEM model)

Tab. 14 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – aplikace magnetické bariéry B2)

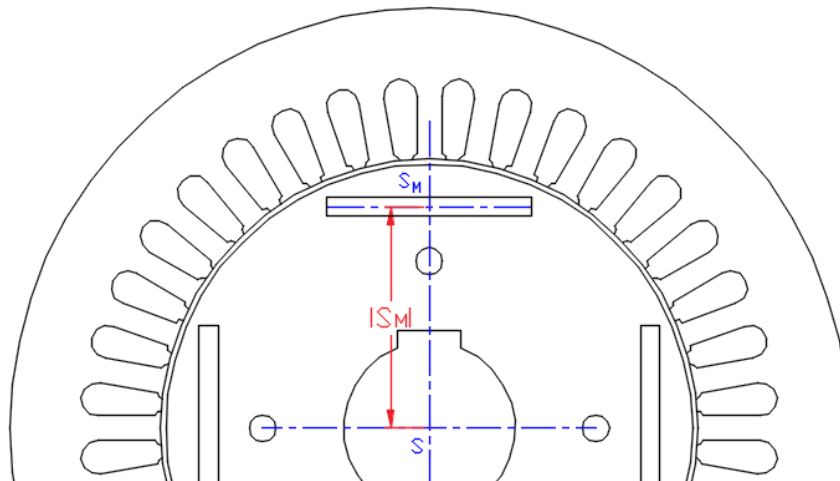
[S _M]	Typ vzduchové bariéry	α_{B2}	$l_{B2,1}$	$l_{B2,2}$	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_{δ}
					1	5	7	11	13	
[mm]	[-]	[°]	[mm]	[mm]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
38,55	bez	0	0	0	100	21,43	5,53	0	7,69	0,649
	B2	42	4,5	2,3	100	17,86	5,21	9,31	7,36	0,693
			5,5	3,3	100	18,93	5,46	9,07	7,68	0,712
			6,5	4,3	100	19,06	5,14	9,52	7,44	0,735
			7,5	6,1	100	18,37	5,71	9,44	7,82	0,817

Tab. 15 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – aplikace magnetické bariéry B2)

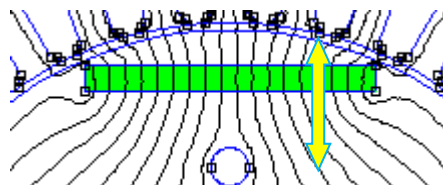
[S _M]	Typ vzduchové bariéry	α_{B2}	$l_{B2,1}$	$l_{B2,2}$	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_{δ}
					1	5	7	11	13	
[mm]	[-]	[°]	[mm]	[mm]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
38,55	bez	0	0	0	100	0	6,40	0	0	0,853
	B2	42	4,5	2,3	100	13,54	6,12	0	5,41	0,894
			5,5	3,3	100	9,61	6,37	0	3,72	0,913
			6,5	4,3	100	7,74	6,05	0	1,97	0,936
			7,5	6,1	100	5,05	6,62	0	0,00	1,018

Dále byla pozornost věnována tvaru a uložení magnetů v železe. Protože se podařilo v předchozím kroku 5. harmonickou úplně eliminovat a současně však došlo k poklesu magnetické indukce ve středu vzduchové mezery, bylo následným cílem nalézt optimální uložení a tvar, ovšem za podmínky, že 5. harmonická nebude stále identifikována v rámci harmonické analýzy B_{δ} (anebo její amplituda bude maximálně možně potlačena) a současně dojde k nárůstu magnetické indukce ve vzduchové mezeře alespoň na hodnotu, které vykazoval původní stroj, resp. FEM model původního stroje.

Na základě výše uvedených podmínek byl pro tento úkol sestaven další numerický model, kde jedinými proměnnými parametry byly tvar magnetu a uložení magnetu v železe (resp. jeho pozice – obr. 63 a obr. 64).



Obr. 63 – Vertikální změna uložení magnetů v železe



Obr. 64 – Vertikální změna uložení magnetů v železe

Změna uložení magnetu v železe ve vertikálním směru probíhala na základě posunu magnetu směrem k vnější části rotorového magnetického obvodu vždy po 1 mm až do těch krajních hodnot, kdy bude ještě možné z technologického hlediska drážky v pleších vhodně vystříhat a magnety do nich bezpečně uložit. Tuto podmínku splňuje pozice $|S_M| = 46,55 \text{ mm}$. Překročení této hodnoty směrem blíž vnějšímu obvodu rotoru by již mohlo znamenat jisté riziko uvolnění jha rotoru působením odstředivých sil magnetů za provozu stroje.

Jak můžeme z tab. 16 vidět, tak v případě stavu „naprázdno“, kdy šířka magnetů zůstala konstantní a tedy měnila se tak pouze pozice uložení magnetu v železe, k výrazným změnám obsahu vybraných lichých harmonických v základní křivce průběhu magnetické indukce B_δ nedošlo. Jinou situaci však prezentují výsledky simulace realizované pro jmenovité zatížení. 5. harmonická v případě všech pěti MKP modelů ($|S_M| \in < 38,55; 46,55 >$) nebyla z počátku vertikální změny identifikována, nicméně s rostoucí vzdáleností magnetů od hřídele postupně docházelo k její opětovné identifikaci (generování), avšak již s nižší hodnotou amplitudy, než v případě analyzovaného stroje. Rovněž důsledkem vertikální změny uložení magnetů docházelo k postupnému nárůstu magnetické indukce ve vzduchové mezeře při konstantních otáčkách a zachovaných vlastnostech magnetů, jako tomu bylo v případě původního (analyzovaného) stroje, což bylo pochopitelně žádoucí. V rámci tohoto mezikroku za předběžnou optimální pozici magnetu v železe bude zvolena pozice magnetu $|S_M| = 46,55 \text{ mm}$, neboť jednak bylo dosaženo vyšší hodnoty magnetické indukce v B_δ , a současně došlo ke

snížení hodnoty amplitudy 5. harmonické ve zvolené pozici uložení magnetů oproti původnímu (analyzovanému) stroji.

Tab. 16 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – vertikální změna uložení v železe)

$ S_M $	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
	1	5	7	11	13	
[mm]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
38,55	100	21,43	5,53	0	7,69	0,749
40,55	100	22,09	7,20	3,20	8,21	0,816
42,55	100	22,68	9,41	4,82	8,97	0,883
44,55	100	23,14	10,74	5,68	9,76	0,940
46,55	100	23,79	11,85	6,91	10,81	0,997

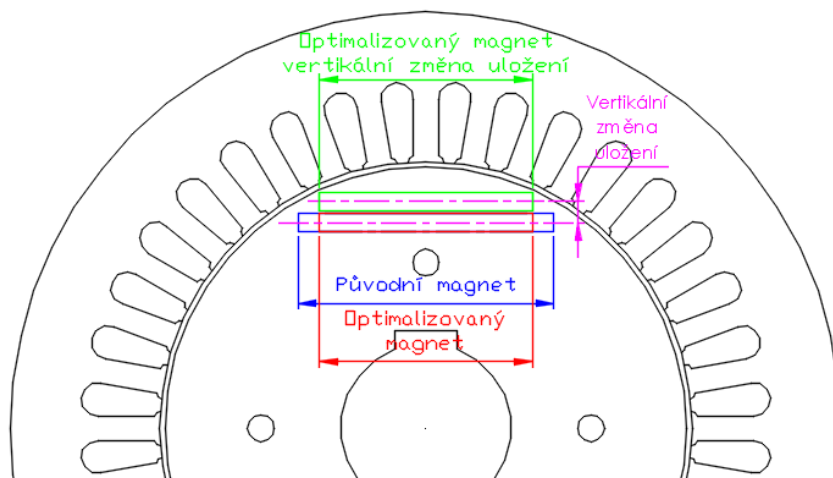
Tab. 17 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – vertikální změna uložení v železe)

$ S_M $	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
	1	5	7	11	13	
[mm]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
38,55	100	0	6,40	0	0	0,953
40,55	100	0	6,72	0	0	1,107
42,55	100	10,61	7,03	0	0	1,162
44,55	100	9,87	7,39	0	6,11	1,112
46,55	100	9,69	7,66	0	6,34	1,163

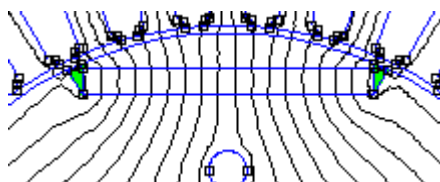
V dalším kroku budou opět aplikovány magnetické bariéry, a to z důvodu příznivých výsledků podle tab. 13 a tab. 15. Snahou i v tomto případě bude posoudit jejich vliv na obsah vybraných lichých harmonických v základní křivce B_δ a rovněž i na samotnou hodnotu magnetické indukce základní harmonické, ovšem již s ohledem na vertikální změnu uložení v železe rotoru. V závěru se pak ukáže, zdali tvarováním magnetů lze dosáhnout lepších výsledků, nežli v případě ponechání tvaru magnetů s následnou aplikací vhodných magnetických (vzduchových) bariér.

Typ magnetických bariér včetně principu nalezení vhodného tvaru a rozměrů byl i v tomto případě shodný s bariérami typu B1 a B2 (viz obr. 61 a obr. 62), neboť jak je patrné z obr. 65, magnet disponuje pouze jinou šířkou a vertikální změnou uložení v železe rotoru oproti topologii podle obr. 8 (analyzovaný stroj). Nahlédneme-li však blíže k obr. 66 a k obr. 67, můžeme si všimnout, že rozměry vzduchových magnetických bariér již nejsou tak značné, jako tomu bylo v předchozím případě, neboť s ohledem na optimalizované uložení magnetů (pozice $|S_M| = 46,55 \text{ mm}$) již není v okolí magnetů

tolik místa. Proto i níže uvedené tabulky (tab. 18 – tab. 21) neprezentují tolik optimalizačních kroků, jako tomu bylo v předchozích případech.



Obr. 65 – Geometrické znázornění části optimalizačních kroků



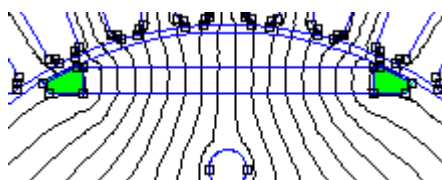
Obr. 66 – Aplikace magnetické bariéry typu B1 (FEM model)

Tab. 18 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – aplikace magnetické bariéry B1)

$ S_M $	Typ vzduchové bariéry	α_{B1}	β_{B1}	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_0
				1	5	7	11	13	
[mm]	[-]	[°]	[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
46,55	bez	0	0	100	23,79	11,85	6,91	10,81	0,997
	B1	30	30	100	20,44	6,60	9,16	7,24	1,025
		30	40	100	19,93	6,86	9,81	7,16	1,026
		40	20	100	20,38	6,42	9,37	7,11	1,025
		40	30	100	20,09	6,47	9,10	7,46	1,028
		40	40	100	20,06	6,73	9,56	7,22	1,032

Tab. 19 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – aplikace magnetické bariéry B1)

$ S_M $	Typ vzduchové bariéry	α_{B1}	β_{B1}	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
				1	5	7	11	13	
[mm]	[-]	[°]	[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
46,55	bez	0	0	100	9,69	7,66	0	6,34	1,163
	B1	30	30	100	6,70	5,45	0	0	1,265
		30	40	100	6,19	5,71	0	0	1,266
		40	20	100	6,64	5,27	0	0	1,265
		40	30	100	6,35	5,32	0	0	1,268
		40	40	100	6,32	5,58	0	0	1,272



Obr. 67 – Aplikace magnetické bariéry typu B2 (FEM model)

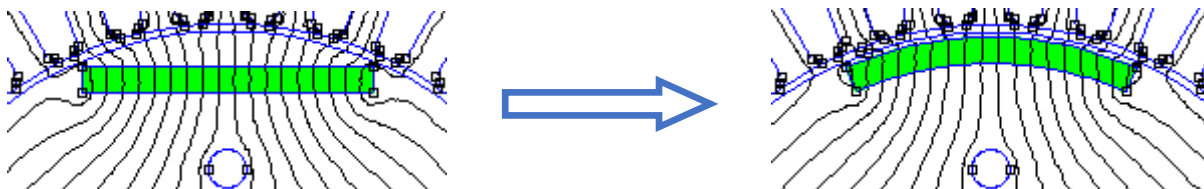
Tab. 20 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – aplikace magnetické bariéry B2)

$ S_M $	Typ vzduchové bariéry	α_{B2}	$l_{B2,1}$	$l_{B2,2}$	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
					1	5	7	11	13	
[mm]	[-]	[°]	[mm]	[mm]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
46,55	bez	0	0	0	100	23,79	11,85	6,91	10,81	0,997
	B2	42	1	3	100	20,66	6,69	0	7,27	1,041
			1	4	100	20,84	6,73	0	7,13	1,042
			1	5,3	100	20,53	6,81	0	7,02	1,046

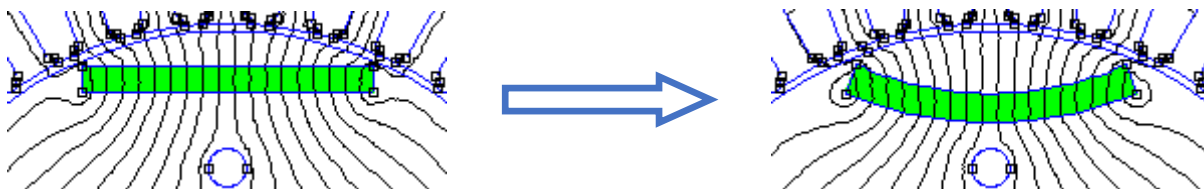
Tab. 21 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – aplikace magnetické bariéry B2)

$ S_M $	Typ vzduchové bariéry	α_{B2}	$l_{B2,1}$	$l_{B2,2}$	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
					1	5	7	11	13	
[mm]	[-]	[°]	[mm]	[mm]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
46,55	bez	0	0	0	100	9,69	7,66	0	6,34	1,163
	B2	42	1	3	100	6,36	5,73	0	0	1,261
			1	4	100	6,52	5,48	0	0	1,263
			1	5,3	100	6,71	5,05	0	0	1,278

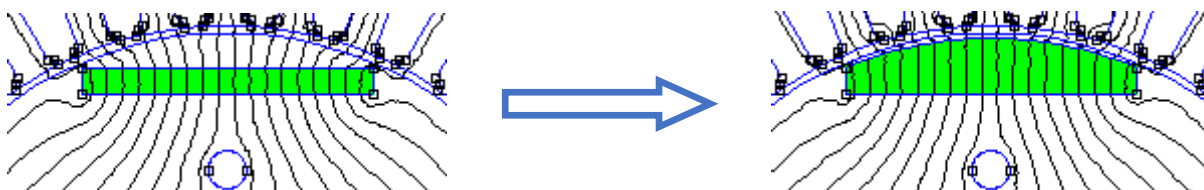
Další etapa dílčího výzkumu byla zaměřená na tvarovou optimalizaci magnetů. Volba směru tvarování magnetů brala ohled především na to, kdy jednak další pokles hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ by již neměl nastat a rovněž i takový magnet musí být možné z technologického hlediska vyrobit. Těto podmínce odpovídá směr tvarování magnetů podle obr. 68 – obr. 72.



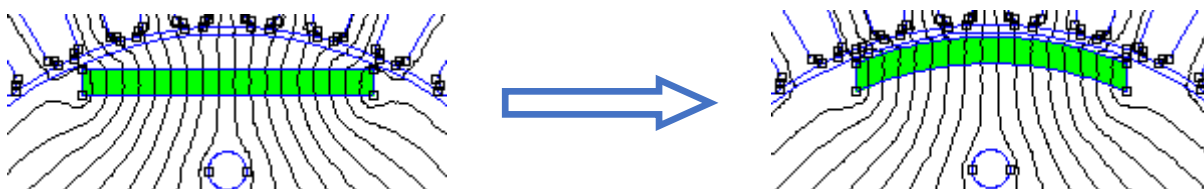
Obr. 68 – Změna tvaru magnetu – typ A



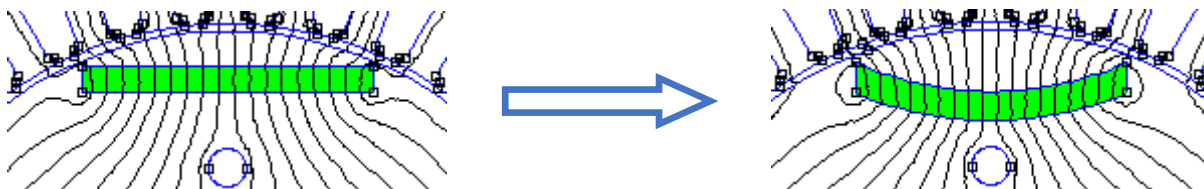
Obr. 69 – Změna tvaru magnetu – typ B



Obr. 70 – Změna tvaru magnetu – typ C



Obr. 71 – Změna tvaru magnetu – typ D



Obr. 72 – Změna tvaru magnetu – typ E

V případě tvarů typu A a typu B se symetricky s rádiusem oblouku magnetu natáčely i krajní hrany magnetů, u typu D a E tomu tak již nebylo. Rádus byl měněn vždy po 1 stupni až do hodnoty 45° . Tabulka 22 a 23 ukazuje souhrnné výsledky pro všechny typy a pouze jeden rádus, kdy již jsou vidět výraznější rozdíly ve výsledcích harmonické analýzy B_δ jednotlivých tvarů. Z tab. 22 a 23 je

rovněž patrné, že nejlepších výsledků, byť se od ostatních typů moc neliší, dosahuje typ tvaru C, a je proto podrobněji následně dále analyzován.

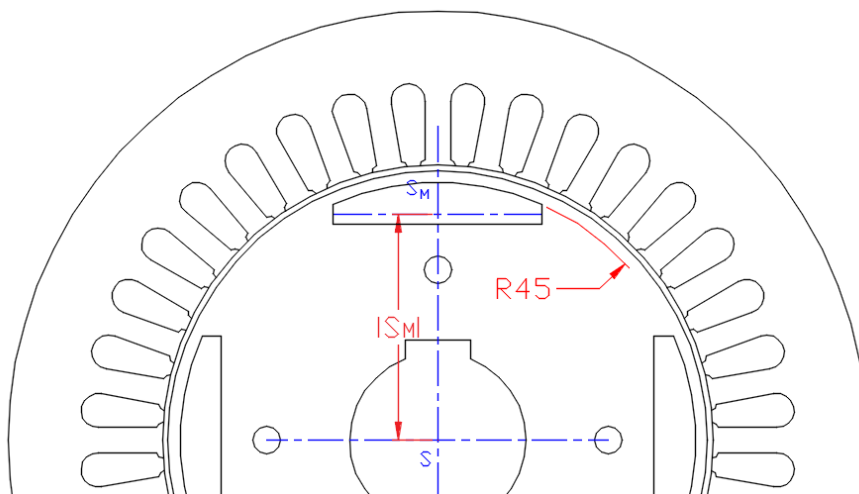
Tab. 22 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – změna tvaru magnetů)

$ S_M $	Rádus magnetu α_M	Typ tvaru	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
			1	5	7	11	13	
[mm]	[°]	[-]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
46,55	45	Původní	100	23,79	11,85	6,91	10,81	0,897
		A	100	25,37	12,87	7,83	10,83	0,911
		B	100	26,90	10,29	8,12	10,88	0,878
		C	100	23,82	12,06	8,30	10,85	0,976
		D	100	25,24	12,95	7,82	10,88	0,914
		E	100	26,94	10,38	8,53	10,96	0,871

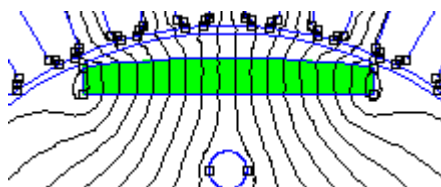
Tab. 23 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – změna tvaru magnetů)

$ S_M $	Rádus magnetu α_M	Typ tvaru	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
			1	5	7	11	13	
[mm]	[°]	[-]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
46,55	45	Původní	100	9,69	7,66	5,20	6,34	1,163
		A	100	11,27	8,68	6,12	0,00	1,177
		B	100	12,80	6,10	0,00	6,41	1,144
		C	100	10,72	7,87	6,59	0,00	1,242
		D	100	11,14	8,76	6,11	0,00	1,180
		E	100	12,84	6,19	0,00	6,49	1,140

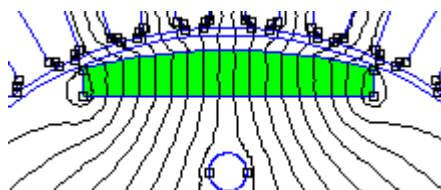
Jak ukazují obr. 74 – 76, postupným tvarováním tohoto typu (obr. 70) docházelo k přidávání materiálu magnetu na rozdíl od ostatních typů. V tomto případě se tak podařilo dosáhnout optimální hodnoty magnetické indukce B_δ (tzn. významné přiblížení k původní hodnotě B_δ) a rovněž i hodnota amplitudy páté harmonické dosahuje nejnižší hodnoty ve srovnání s ostatními typy tvarů. Dále s ohledem na výsledky dle tab. 25, jež prezentuje podrobnější průběh tvarové změny magnetu typu C, lze usuzovat, že nejnižší hodnoty amplitudy 5. harmonické lze dosáhnout při rádiu magnetu o hodnotě 35° , nicméně s ohledem na hodnotu magnetické indukce základní harmonické v B_δ bude poslední část výzkumu v rámci této kapitoly zaměřená na maximální rádus, tedy $\alpha_M = 45^\circ$.



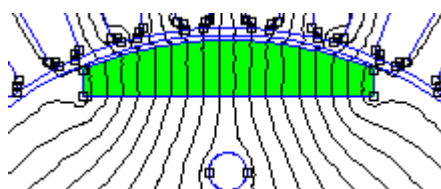
Obr. 73 – Tvarování magnetu – typ C



Obr. 74 – Tvarování magnetu – typ C - 15°



Obr. 75 – Tvarování magnetu – typ C - 30°



Obr. 76 – Tvarování magnetu – typ C - 45°

Tab. 24 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – změna tvaru magnetů – typ C)

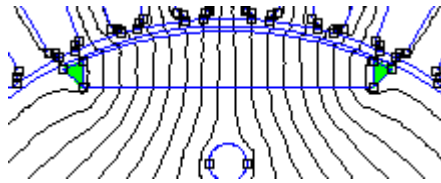
Rádus magnetu α_M	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
	1	5	7	11	13	
[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
0	100	23,79	11,85	6,91	10,81	0,897
5	100	25,70	11,92	6,68	10,75	0,906
10	100	25,69	11,87	6,75	10,69	0,915
15	100	25,75	11,90	6,70	10,64	0,923
20	100	25,73	12,11	6,85	10,30	0,932
25	100	25,88	12,85	6,99	10,08	0,941
30	100	25,70	13,16	7,18	10,51	0,950
35	100	25,33	12,34	7,15	10,47	0,958
40	100	24,85	12,15	7,19	10,63	0,967
45	100	23,82	12,06	8,30	10,85	0,976

Tab. 25 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – změna tvaru magnetů – typ C)

Rádus Magnetu α_M	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
	1	5	7	11	13	
[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
0	100	9,69	7,66	5,20	6,34	1,063
5	100	10,63	7,73	6,11	6,28	1,072
10	100	13,68	7,68	6,18	6,22	1,080
15	100	13,74	7,71	6,13	6,17	1,092
20	100	13,72	7,92	6,28	5,83	1,100
25	100	13,87	8,66	6,42	5,61	1,109
30	100	13,69	8,97	6,61	5,04	1,118
35	100	10,32	8,15	6,58	0,00	1,127
40	100	11,84	7,96	6,62	0,00	1,135
45	100	10,72	7,87	6,59	0,00	1,142

Magnetické bariéry jsou i v případě tohoto optimalizačního kroku opět shodné s typem B1 a B2. Předpokládá se, že zajistí další nárůst magnetické indukce ve středu vzduchové mezery B_δ a rovněž i jejich vhodný tvar a umístění v železe rotoru by měl cílit k dalšímu snížení hodnoty amplitud vybraných lichých harmonických v základní křivce B_δ , neboť jak se již v rámci této kapitoly ukázalo, matematický model založený na Fourierově transformaci má platnost pouze pro tu pozici magnetů v železe, ve které se aktuálně nacházejí (viz tab. 11), avšak s rostoucí vzdáleností od původní pozice uložení jsou pak vybrané liché harmonické v B_δ opět identifikovány (resp. generovány). Na druhé straně se zase ukazuje, že jakékoliv prováděné změny z pohledů magnetů uložených v železe rotoru

ovlivňují i ostatní amplitudy vybraných lichých harmonických, což v některých případech má pozitivní změny (viz např. tab. 9 apod.).



Obr. 77 – Aplikace vzduchové bariéry – typ B1

Tab. 26 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – tvar typu C – aplikace magnetické bariéry B1)

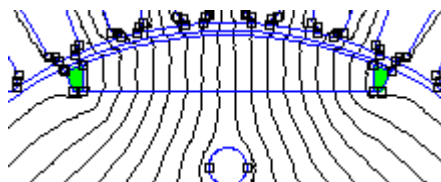
Typ tvaru	$ S_M $	Typ vzduchové bariéry	α_{B1}	β_{B1}	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
					1	5	7	11	13	
[-]	[mm]	[-]	[°]	[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
C	46,55	bez	0	0	100	23,82	12,06	0	10,85	0,976
		B1	30	30	100	23,60	11,88	0	10,62	1,021
			30	40	100	23,79	11,28	0	10,70	1,022
			40	20	100	23,99	11,54	0	10,66	1,025
			40	30	100	23,95	11,95	0	10,58	1,026
			40	40	100	23,98	11,47	0	10,64	1,026

Tab. 27 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – tvar typu C – aplikace magnetické bariéry B1)

Typ tvaru	$ S_M $	Typ vzduchové bariéry	α_{B1}	β_{B1}	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
					1	5	7	11	13	
[-]	[mm]	[-]	[°]	[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
C	46,55	bez	0	0	100	10,72	7,87	6,59	0	1,142
		B1	30	30	100	6,48	7,24	4,86	0	1,173
			30	40	100	6,66	7,68	4,97	0	1,175
			40	20	100	6,86	7,27	5,08	0	1,179
			40	30	100	6,82	7,86	5,18	0	1,186
			40	40	100	6,85	7,48	5,27	0	1,186

Z výsledků harmonických analýz B_δ (tab. 27 a tab. 29) je patrné, že hodnoty páté harmonické se již prakticky neliší. Je to dáno především tím, kdy magnetické bariéry jsou si již z pohledu tvarů a rozměrů natolik podobné, což je ovlivněno uložením magnetů v železe (resp. vertikální pozici uložení) a z toho plynoucí prostorové možnosti uložení bariér kolem krajních hran magnetů. Z prezentovaných výstupů je dále patrné, že aplikací magnetické bariéry typu B2 se dosáhlo lepších výsledků, neboť

sedmá harmonická disponuje menší hodnotou amplitudy, než v případě aplikace magnetické bariéry typu B1 a jedenáctá harmonická v tomto případě není generována (identifikována) vůbec.



Obr. 78 – Aplikace vzduchové bariéry – typ B2

Tab. 28 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – tvar typu C – aplikace magnetické bariéry B2)

Typ tvaru	Typ vzduchové bariéry	α_{B2}	$l_{B2,1}$	$l_{B2,2}$	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_{δ}
					1	5	7	11	13	
[-]	[-]	[°]	[mm]	[mm]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
C	bez	0	0	0	100	23,82	12,06	0	10,85	0,976
	B2	42	1	3	100	20,62	6,72	0	7,25	1,025
			1	4	100	20,87	6,63	0	7,11	1,026
			1	5,3	100	20,51	6,80	0	6,98	1,028

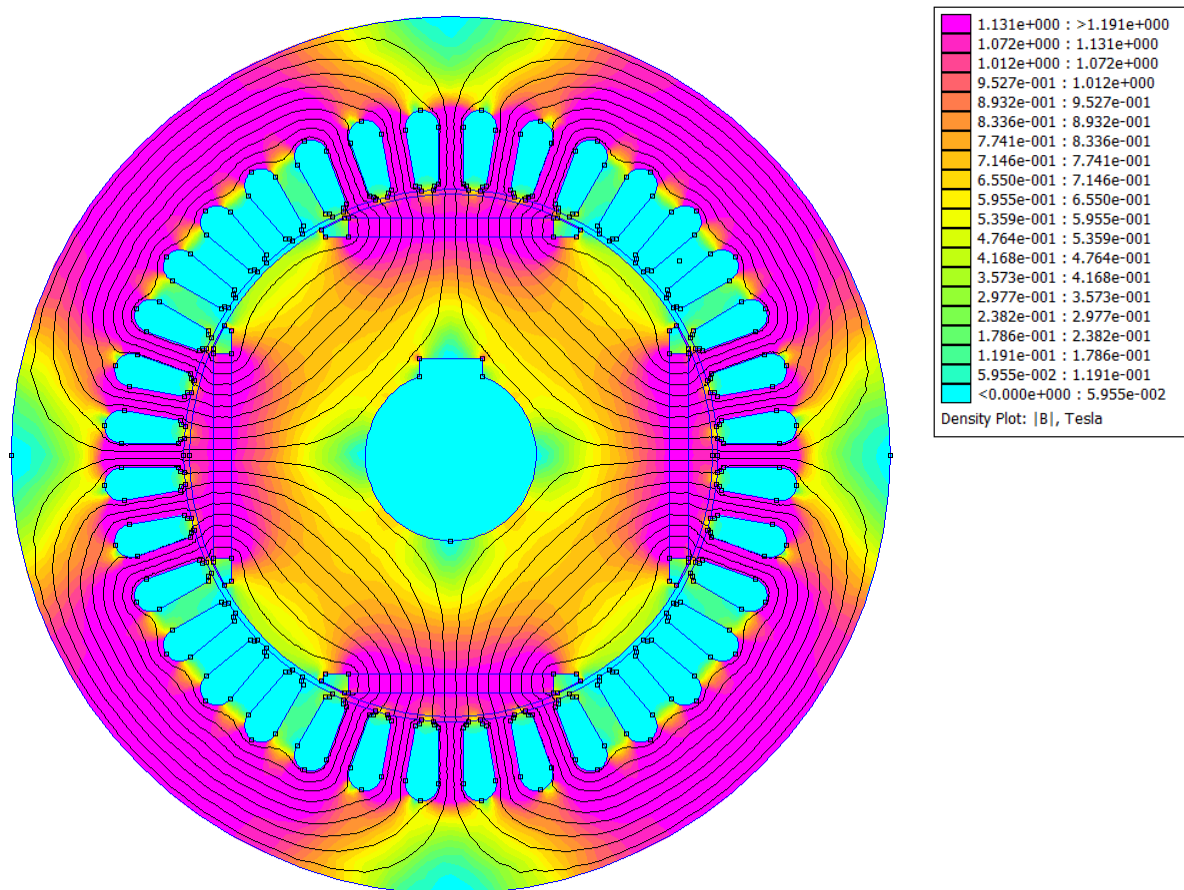
Tab. 29 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – tvar typu C – aplikace magnetické bariéry B2)

Typ tvaru	Typ vzduchové bariéry	α_{B2}	$l_{B2,1}$	$l_{B2,2}$	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_{δ}
					1	5	7	11	13	
[-]	[-]	[°]	[mm]	[mm]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
C	bez	0	0	0	100	10,72	7,87	6,59	0	1,142
	B2	42	1	3	100	6,39	5,75	0	0	1,185
			1	4	100	6,51	5,46	0	0	1,186
			1	5,3	100	6,68	5,01	0	0	1,188

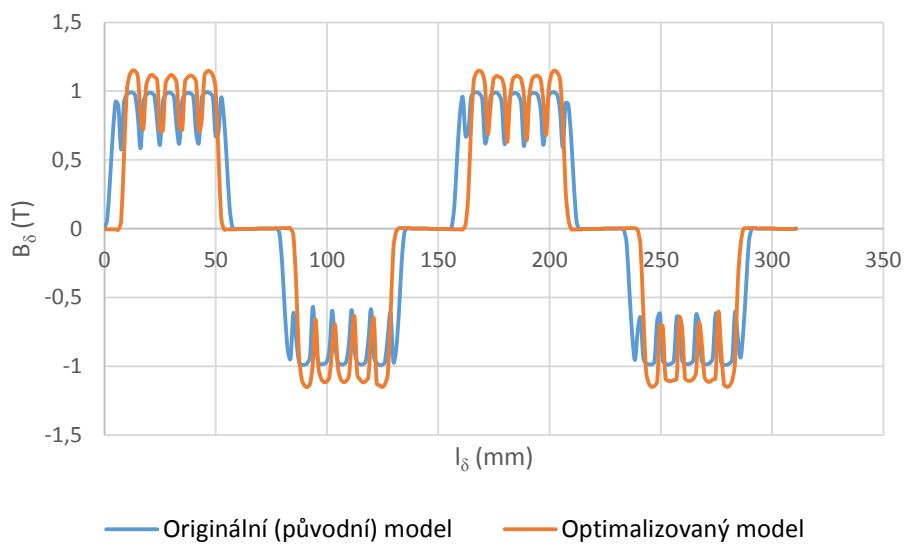
Komplexním posouzením dílčích výsledků, získaných pomocí několika optimalizačních kroků, můžeme konstatovat, že k určitému zlepšení vybraných provozních vlastností došlo a tedy metoda prezentována v této práci a aplikována na magnety analyzovaného (původního) I – SMPM skutečně vede k ovlivnění vybraných provozních vlastností. V případě výzkumu zaměřeného na eliminaci pouze 5. harmonické se ukázalo, že matematický (analytický) model má svou platnost, avšak pouze v místě původního vertikálního uložení magnetů, pro které je počítán, avšak za cenu poklesu hodnoty magnetické indukce B_{δ} . Na druhé straně s rostoucí vzdáleností od původní hodnoty vertikálního uložení byla pátá harmonická bohužel opět ve stroji generována (identifikována), ovšem již za cenu

nárůstu hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Nový rozměr magnetů umožnil jejich uložení v železe v takových místech blízko vnějšímu obvodu rotoru, což původní magnet nikoliv a v kombinaci s aplikováním magnetických bariér se podařilo nakonec dosáhnout vyšší hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře, než v případě původního (analyzovaného) stroje a také je i patrný významnější pohyb (snížení) hodnot amplitud vybraných lichých harmonických (prezentována metoda ukázala, že v případě aplikace na topologii I – SMPM ovlivňuje všechny vybrané liché harmonické, což platí i pro samotné magnetické bariéry – tedy jejich tvar a rozměry včetně uložení).

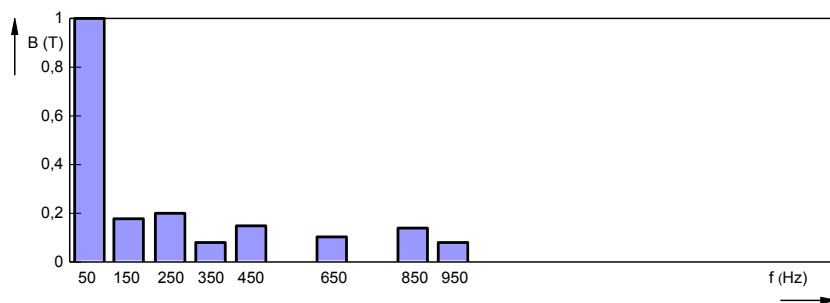
Souhrnným zhodnocením výše prezentovaných výsledků můžeme prohlásit za optimální výsledky podle tab. 26 – tab. 29, neboť v tomto případě rozměru, tvaru a uložení magnetů včetně aplikace vhodné bariéry bylo dosaženo nejlepších výsledků – tedy hodnoty B_δ včetně výraznějšího poklesu hodnot amplitud vybraných lichých harmonických proti modelu analyzovaného (původního) stroje. Nicméně s ohledem na výrobní technologii a i samotné výrobní náklady bude za optimální pokládán a řešen dále model podle obr. 67, neboť v případě aplikace magnetu tvaru C by se realizace stroje významněji prodražila za cenu pouze mírnějšího nárůstu magnetické indukce v B_δ (viz tab. 30 a tab. 28) a rovněž i kompletní výroba takového typu magnetu včetně samého zmagnetování by byla nákladnější. Na závěr je nutno též vzít v úvahu, že celý výzkum probíhal za předpokladu konstantních magnetických vlastností permanentních magnetů. Náhrada současného magnetu magnetem silnějším pochopitelně kladně ovlivní hodnotu magnetické indukce B_δ . Níže uvedené obrázky a tabulky (harmonická analýza v příloze P15) prezentují vlastnosti výše zvoleného optimálního modelu jakožto výstup výzkumu v rámci I. etapy s tím, že v kap. 3.2.3, resp. v příloze P23 (podkapitola P23.1) bude věnováno podrobnějšímu rozboru výsledků a zhodnocení.



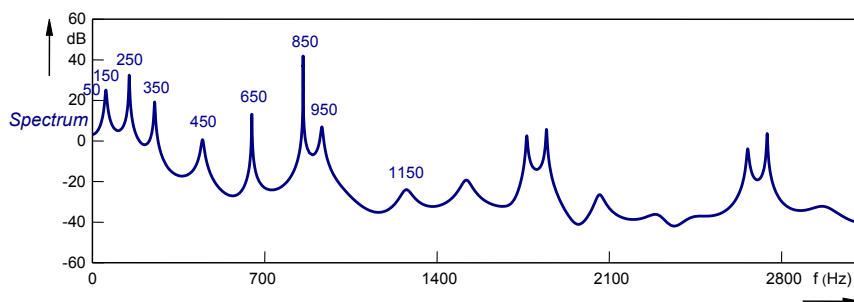
Obr. 79 – Finální model optimalizovaného stroje – stav „naprázdno“



Obr. 80 – Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře – stav „naprázdno“



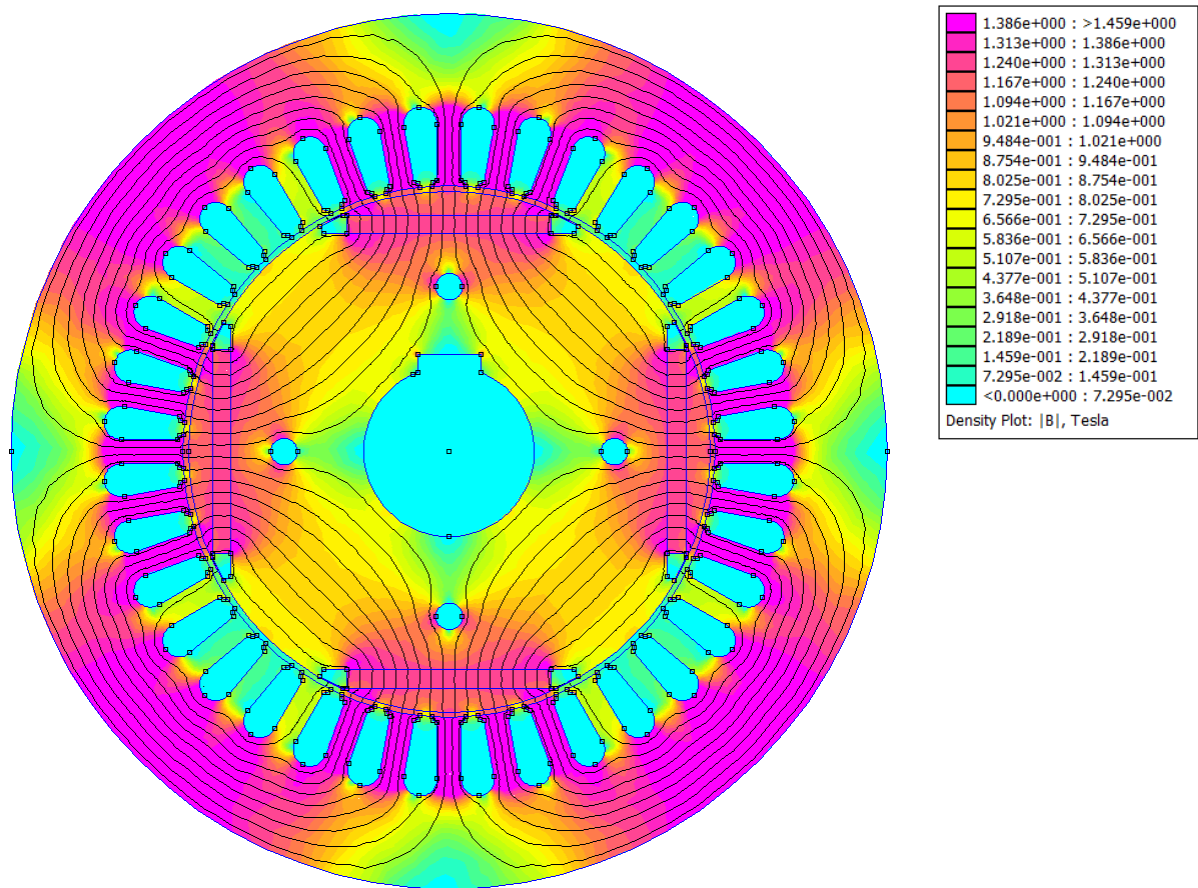
Obr. 81 – Spektrum harmonických v základní křivce B_{δ} – stav „naprázdno“



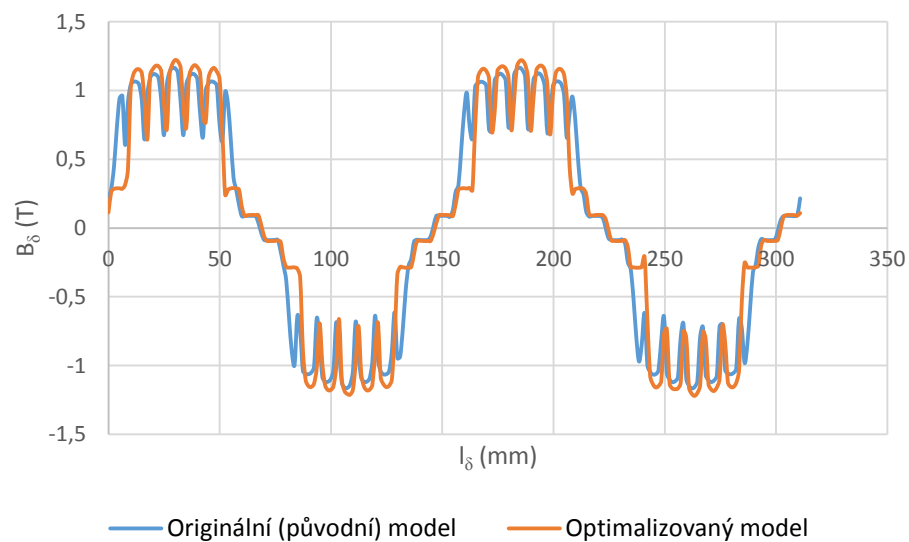
Obr. 82 – Spektrum harmonických v základní křivce B_{δ} – stav „naprázdno“

Tab. 30 – Harmonická analýza – výstup programu
FlexPro 9 (stav „naprázdno“ – finální model)

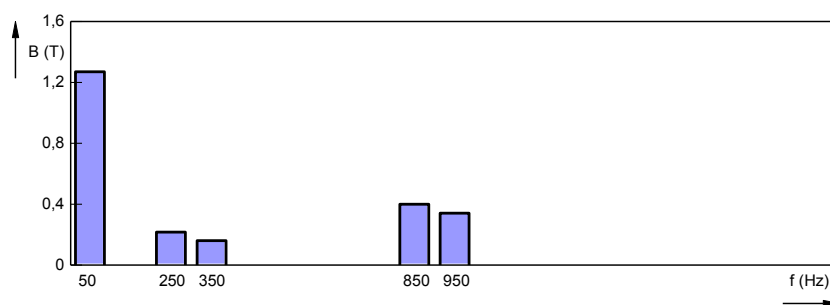
FlexPro 9		
THD = 28,74 %		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	1,046
5	20,53	0,215
7	6,81	0,071
11	0	0
13	7,02	0,073



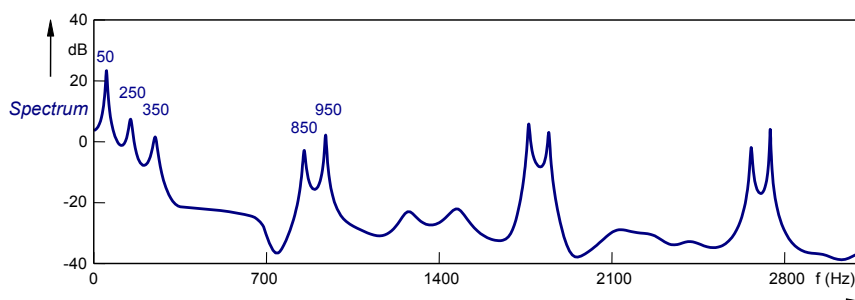
Obr. 83 – Finální model optimalizovaného stroje – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 84 – Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 85 – Spektrum harmonických v křivce B_δ – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 86 – Spektrum harmonických v křivce B_δ – stav při jmenovitém zatížení

Tab. 31 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav při jmenovitém zatížení – finální model)

FlexPro 9		
THD = 20,12 %		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	1,278
5	6,71	0,086
7	5,05	0,065
11	0	0
13	0	0

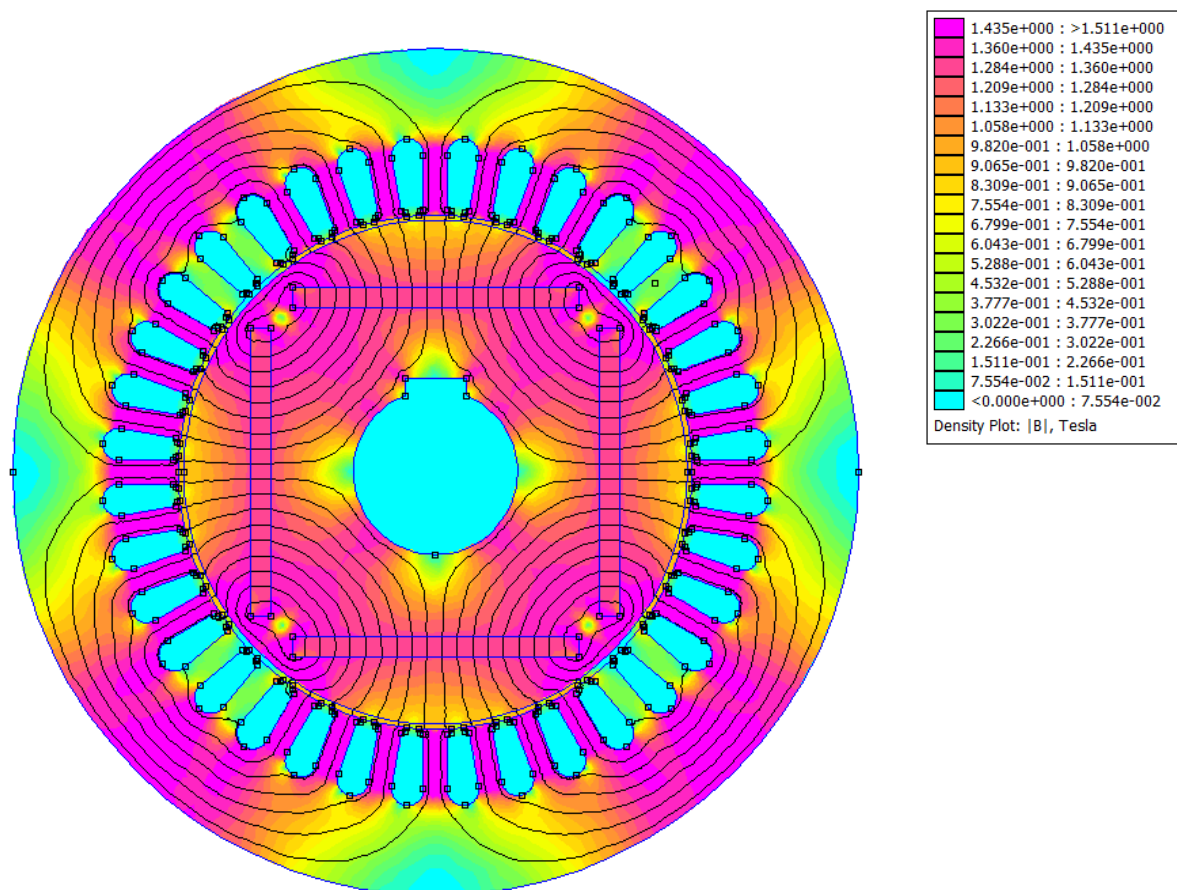
II. etapa výzkumu, jak již bylo na začátku této kapitoly naznačeno, bude věnována nalezení nejoptimálnější topologii rotoru s vnitřně uloženými magnety. Nejoptimálnější topologii rotoru se v tomto případě myslí taková topologie, kdy nalezením nejvhodnějších rozměrů, tvarů a uložení permanentních magnetů v železe při současném zachování jejich materiálových a magnetických vlastností dosáhneme maximální možné hodnoty B_δ při současné maximální eliminaci či úplnému odstranění 5. harmonické. Pochopitelně tento optimalizační krok bude mít také řadu omezení, resp.

definovaných podmínek optimalizace, kterými např. jsou geometrie statoru včetně vinutí, jež se v průběhu celé optimalizace nemění, rovněž i vnější průměr rotoru, veškeré materiálové vlastnosti včetně samotných permanentních magnetů, jmenovitá rychlost, která se rovněž nemění apod.

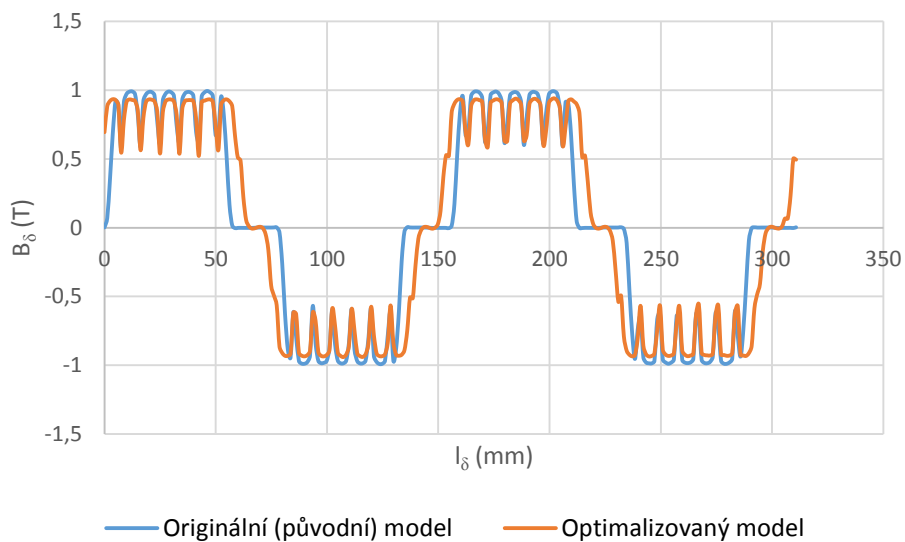
Význam a smysl tohoto kroku (resp. II. etapy výzkumu) vychází z výsledku výzkumu provedeného v rámci I. etapy, kdy již víme, že důsledkem eliminace vybrané liché harmonické současně poklesla hodnota B_δ a proto bude nyní ukázáno, že k problematice prezentované v této práci lze přistoupit i jinak a problém poklesu hodnoty B_δ tak již v prvopočátku výzkumu současně s eliminací vybrané liché harmonické řešit a vyřešit. Pro tento úkol bude využito genetického algoritmu (GA, aplikováno pro *FEMM*), pro jehož realizaci (tvorbu zdrojového kódu) bude použit *MatLab*.

Vlastní algoritmus řešení byl sestaven tak, kdy jedinými proměnnými parametry byly šířka a uložení magnetů v železe. Ostatní parametry a vlastnosti stroje včetně materiálu a magnetických vlastností magnetů zůstaly zachovány. Rovněž musela být splněna podmínka vyrobitelnosti optimalizovaného rotoru, což v tomto případě znamená minimální vzdálenost hran či rohů magnetů od vnějšího obvodu rotoru 2^{11} mm. Jak ukazují následující výstupy, výše uvedenému požadavku nejlépe odpovídá pozice uložení v železe $|S_M| = 35$ mm při šířce magnetů $w_M = 55,5$ mm. Pátá harmonická není v křivce B_δ identifikována (příloha P16) a současně se podařilo dosáhnout maximální hodnoty $B_\delta = 1,025$ T, což je hodnota vyšší než v případě analyzovaného stroje.

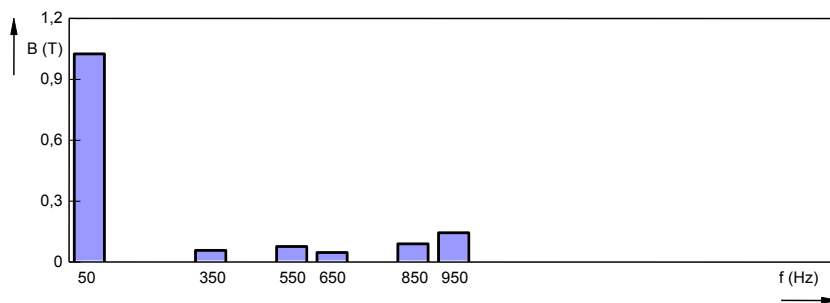
¹¹ Hodnota zvolena po dohodě s technologem strojírenské firmy. Hodnota byla zvolena jednak s ohledem na bezpečnost provozu (možnost uvolnění jha rotoru vlivem odstředivých sil za provozu) a jednak s ohledem na přesnost dané technologie (pálení drážek laserem nebo vysekávání drážek pomocí vysekávacích lisů).



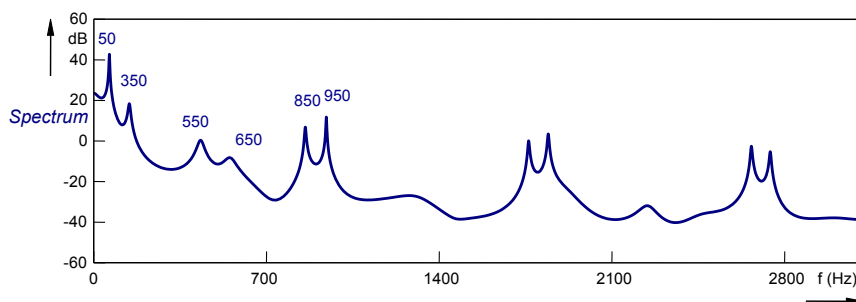
Obr. 87 – Finální model optimalizovaného stroje – stav „naprázdno“



Obr. 88 – Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře – stav „naprázdno“



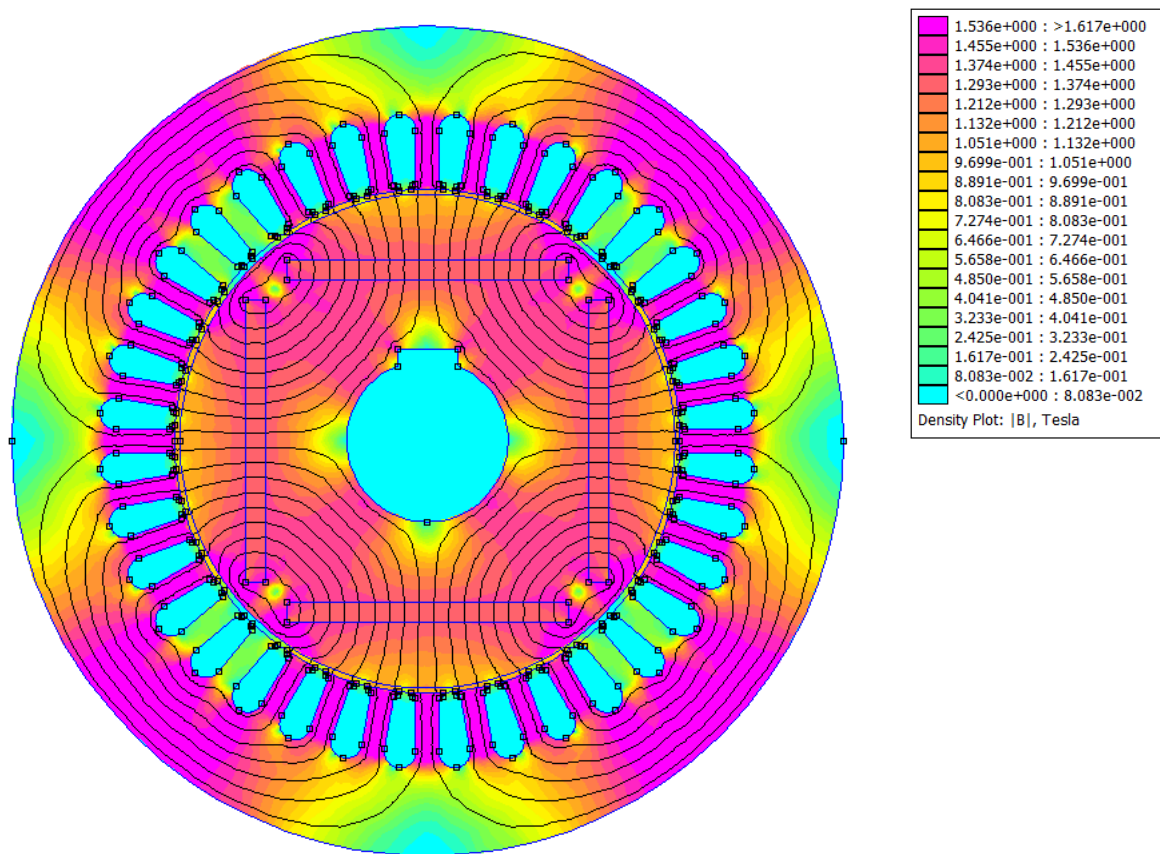
Obr. 89 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“



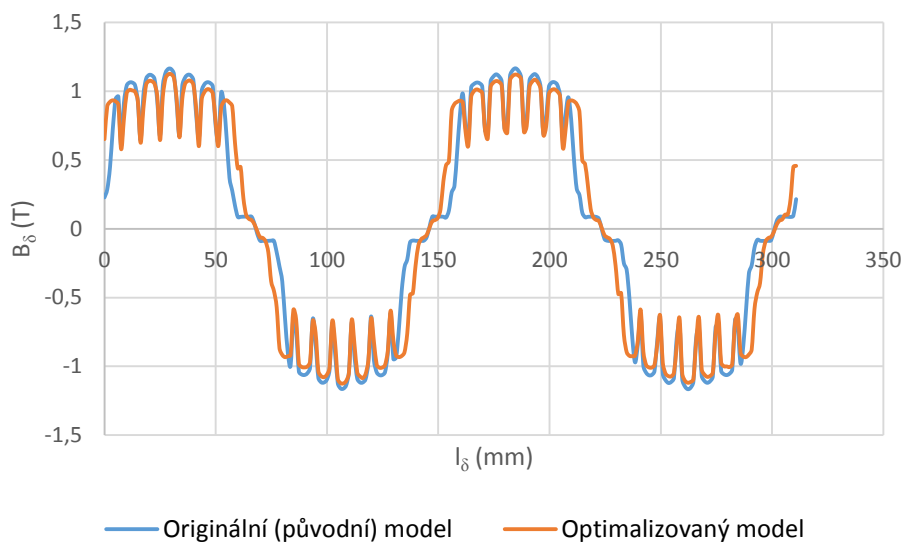
Obr. 90 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“

Tab. 32 – Harmonická analýza – výstup programu
FlexPro 9 (stav „naprázdno“ – finální model)

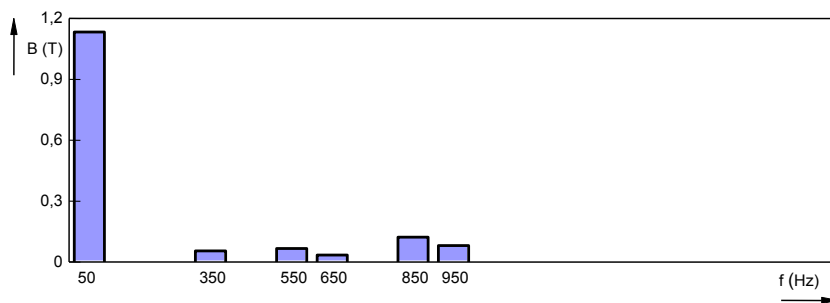
FlexPro 9		
THD = 23,82 %		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	1,025
5	0	0
7	5,59	0,057
11	7,47	0,077
13	4,53	0,046



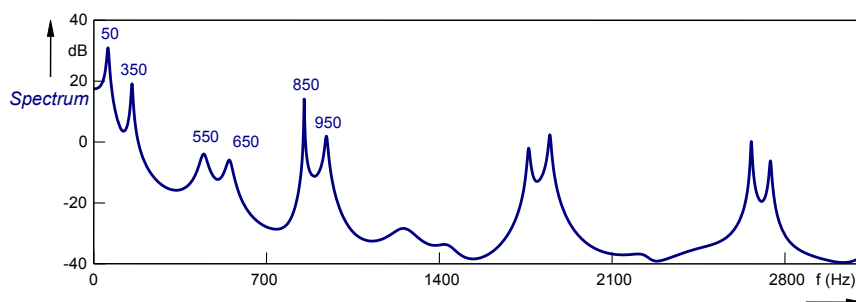
Obr. 91 – Finální model optimalizovaného stroje – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 92 – Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 93 – Spektrum harmonických v křivce B_δ – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 94 – Spektrum harmonických v křivce B_δ – stav při jmenovitém zatížení

Tab. 33 – Harmonická analýza – výstup programu
FlexPro 9 (stav při jmenovitém zatížení – finální model)

FlexPro 9		
THD = 21,49%		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	1,133
5	0	0
7	4,81	0,054
11	5,87	0,066
13	2,99	0,034

V dalším kroku bylo snahou ověřit správnost výše uvedených výsledků získaných numerickým výpočtem (GA FEM). Proto další algoritmus byl z logického hlediska sestaven tak, kdy snahou bylo získat pouze obecnou závislost změny šířky a uložení magnetů na hodnotě magnetické indukce B_δ . Nejprůnosnější výsledky ukazují následující tabulky. Z těch je patrné, že nejvyšší hodnoty amplitudy základní harmonické B_δ se podařilo dosáhnout v případě $|S_M| \in \langle 34; 36 \rangle \text{ mm}$. Pozice uložení v železe $|S_M| = 35 \text{ mm}$ odpovídá šířce magnetů $w_M = 62 \text{ mm}$. Aplikujeme-li výstupy matematického modelu

pro tento magnet, pak v případě úhlu $\alpha_1 = 18^\circ$ bude nová šířka $w_M = 55,8 \text{ mm}$, což je dobrá shoda ve srovnání s hodnotou získanou výstupem GA FEM (aplikací metody umělé inteligence).

Tab. 34 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – analýza základní harmonické)

h_M	$ S_M $	w_M	B_δ
[mm]	[mm]	[mm]	[T]
3,5	34	64	1,194
	35	62	1,195
	36	60	1,192
	37	58	1,172
	38	54	1,145
	39	50	1,094

Tab. 35 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – analýza základní harmonické)

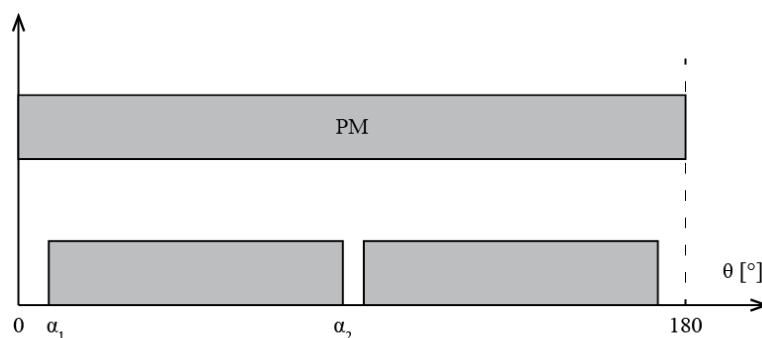
h_M	$ S_M $	w_M	B_δ
[mm]	[mm]	[mm]	[T]
3,5	34	64	1,302
	35	62	1,303
	36	60	1,306
	37	58	1,280
	38	54	1,253
	39	50	1,202

Zhodnocením výsledků získaných v rámci II. etapy výzkumu lze konstatovat, že z praktického hlediska má větší význam postupovat právě tímto způsobem, neboť jak se již ukázalo, tento postup vede nejen k eliminaci vybrané liché harmonické, ale současně jsme schopni naopak dospět i k menšímu navýšení hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře oproti hodnotě B_δ analyzovaného stroje, což řeší problém, který se právě vyskytl v případě postupu prezentovaném v I. etapě výzkumu. V rámci II. etapy výzkumu byly rovněž i zkoumány různé tvary magnetů, nicméně výsledky se v tomto případě pohybovaly podobně, jako tomu bylo v případě I. etapy výzkumu a tudíž už zde nejsou z důvodu slabé přínosnosti podrobně prezentovány. Tvarováním magnetů principiálně podle obr. 85 lze dosáhnout dalších drobnějších zlepšení, nicméně jak již bylo zmíněno, výroba by byla nákladnější než v případě magnetů obdélníkového profilu. Podrobnějším závěrům a diskusi se věnuje kap. 3.2.3, resp. příloha P23 (podkapitola P23.1).

3.2.1.3 Vliv tvaru, uložení a počtu paralelních magnetů na jeden pól s ohledem na eliminaci 5. a 7. harmonické

Navazující výzkum, jehož postupy a výsledky budou prezentovány v rámci této kapitoly, bude primárně soustředěn již na dvě vybrané liché harmonické v křivce B_δ , tedy liché harmonické řádu 5. a 7. Jejich maximální potlačení bude opět řešeno nalezením vhodného počtu paralelních magnetů, jejich rozměrů, tvaru, uložení či jinou vhodnou úpravou v rotorovém magnetickém obvodu. První etapa výzkumu opět řeší pouze současný magnet analyzovaného stroje. Protože se již řeší dvě vybrané liché harmonické, pak soustava podle (51) po úpravě přejde na tvar

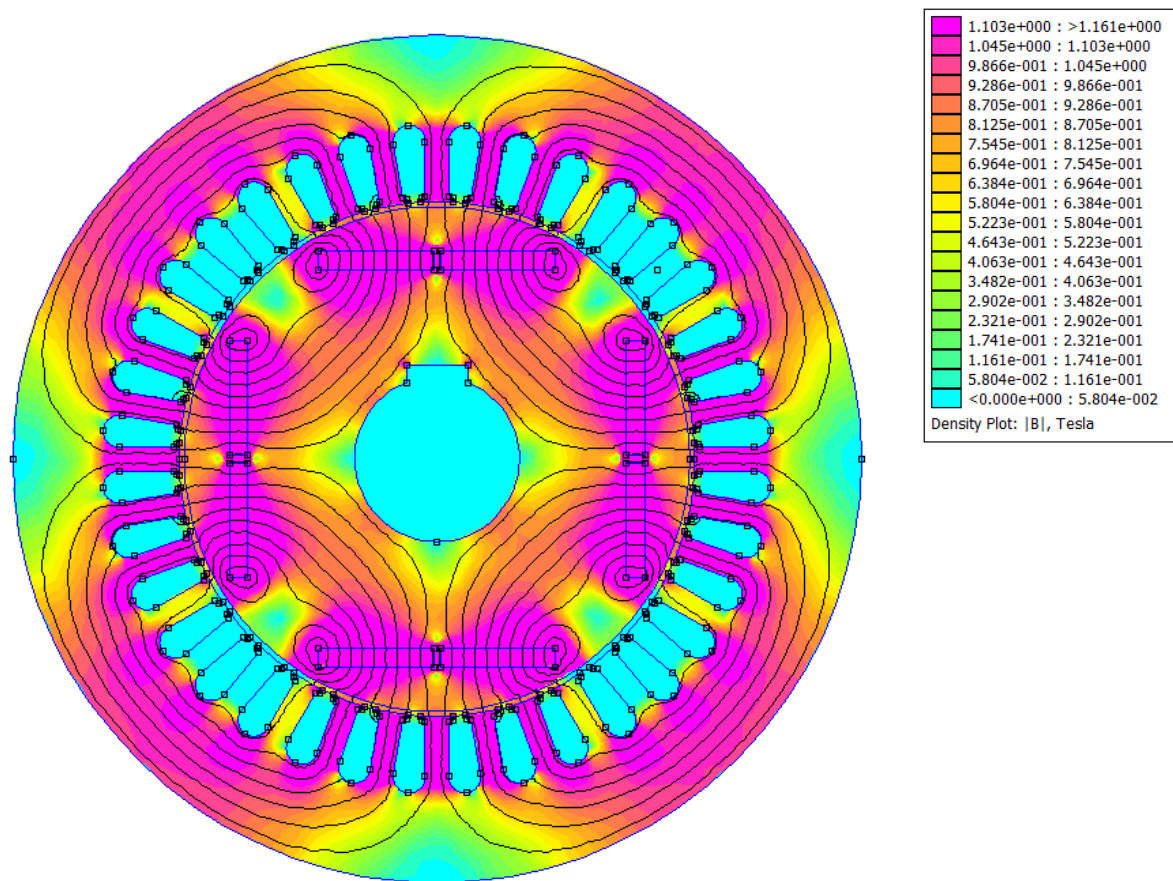
$$\begin{aligned}0 &= \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) \\0 &= \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2)\end{aligned}\tag{53}$$



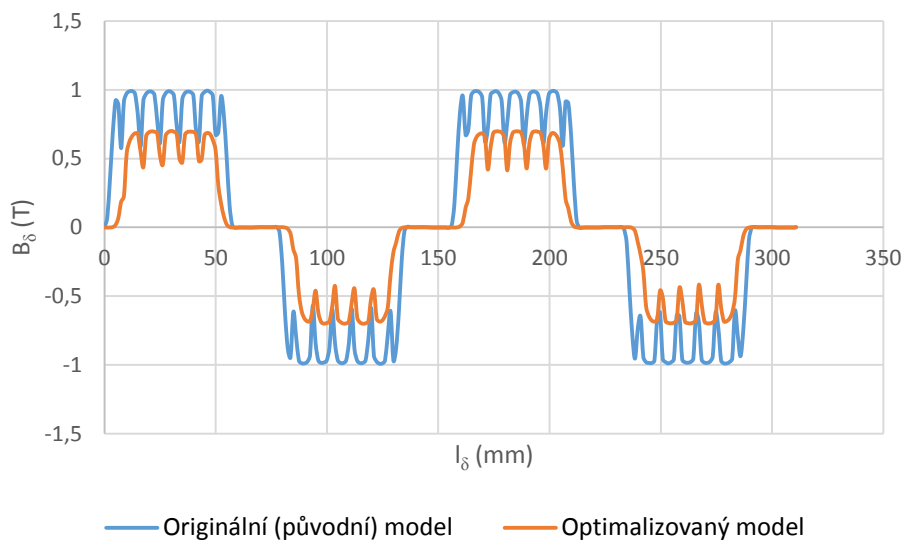
Obr. 95 – Optimalizovaný magnet s ohledem na eliminaci 5. a 7. harmonické

Zdrojový kód včetně řešení soustavy (53) ukazuje příloha P17. Řešením soustavy dvou nelineárních rovnic o dvou neznámých jsou dva úhly, tedy $\alpha_1 = 15,43^\circ$ a $\alpha_2 = 87,43^\circ$, čímž dojde k odebrání části magnetu na jeho začátku a konci a dále pak v jeho středu (obr. 95).

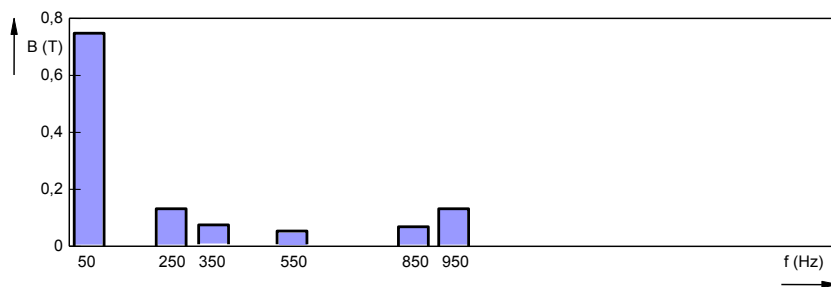
Jak ukazuje obr. 96, MKP 2D model byl upraven z pohledu magnetů a následně proveden výpočet. Magnetická indukce ve vzduchové mezeře již významněji poklesla z hodnoty 0,978 T na hodnotu 0,747 T, což je z pohledu výkonu, ale i jiných provozních vlastností nepřijatelný stav. Nicméně na druhé straně tento nedostatek však kompenzuje fakt, že se podařilo úplně eliminovat pátou a sedmou lichou harmonickou (příloha P18). Za zmínku také stojí, že 13. harmonická nebyla rovněž identifikována v základní křivce průběhu magnetické indukce ve středu vzduchové mezeře B_δ (tab. 37). Podrobnější výsledky prezentují následující výstupy.



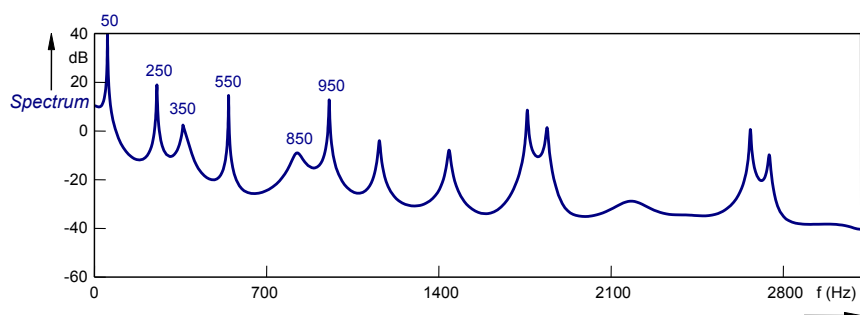
Obr. 96 – Finální model optimalizovaného stroje – stav „naprázdno“



Obr. 97 – Srovnání průběhů magnetických indukcí ve vzduchové mezeře – stav „naprázdno“



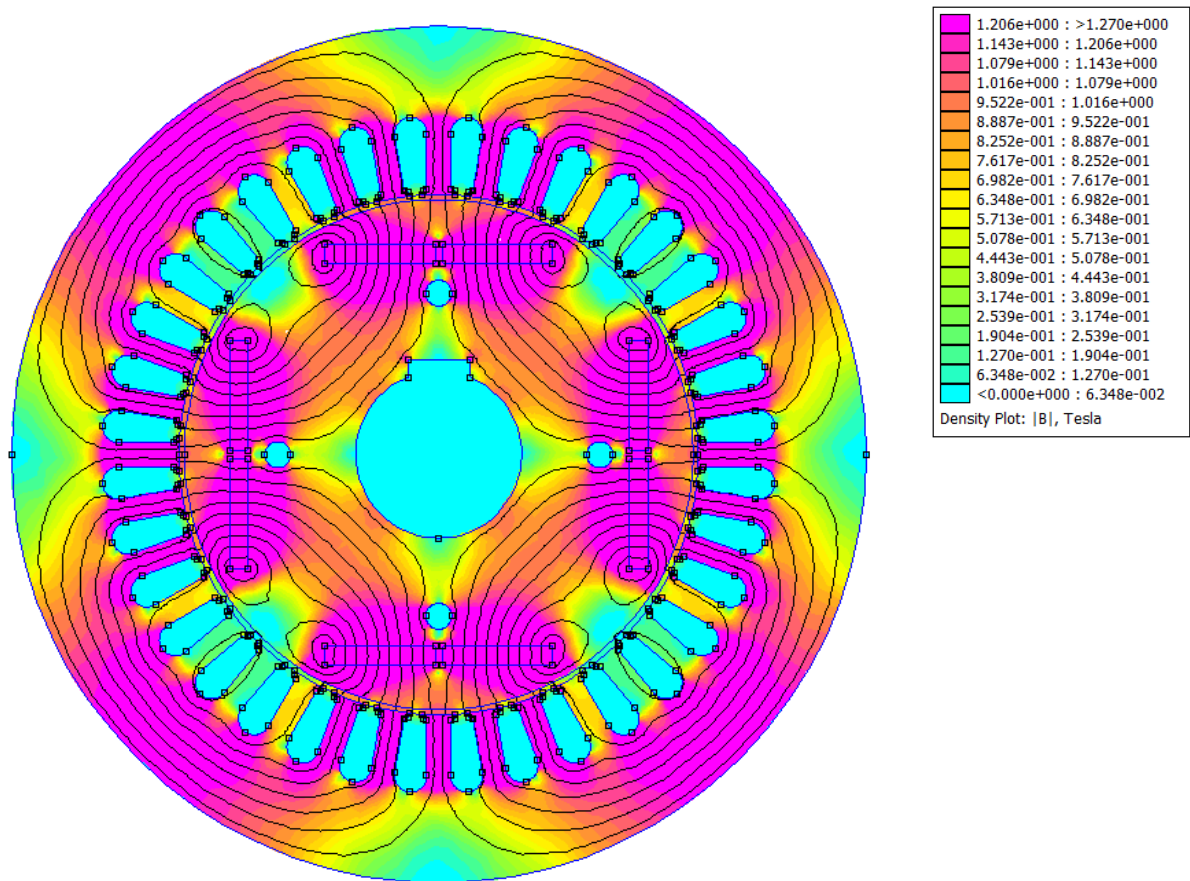
Obr. 98 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“ – optimalizovaný model



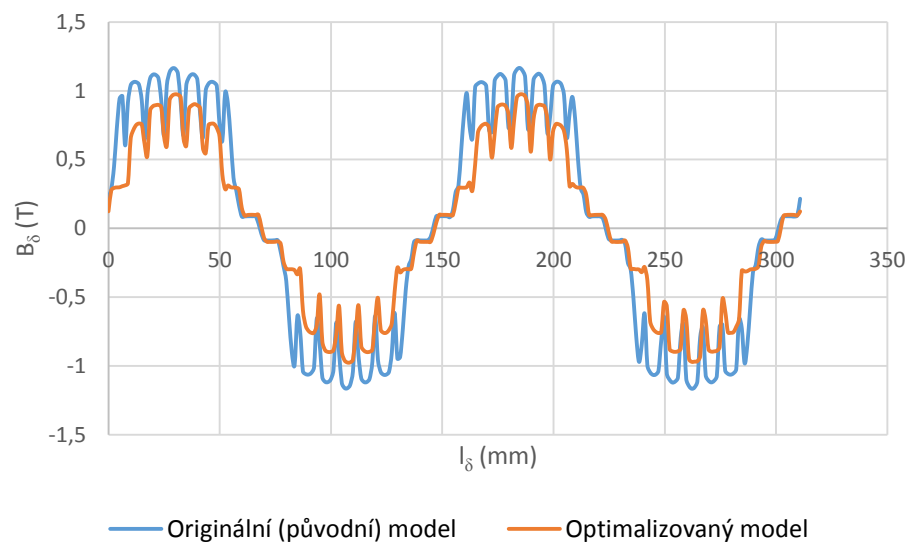
Obr. 99 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“ – optimalizovaný model

Tab. 36 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav „naprázdno“)

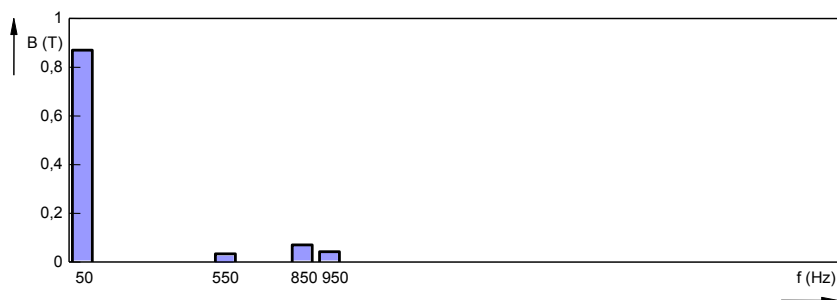
FlexPro 9		
THD = 30,12%		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	0,747
5	24,49	0,041
7	11,86	0,088
11	9,17	0,068
13	0	0



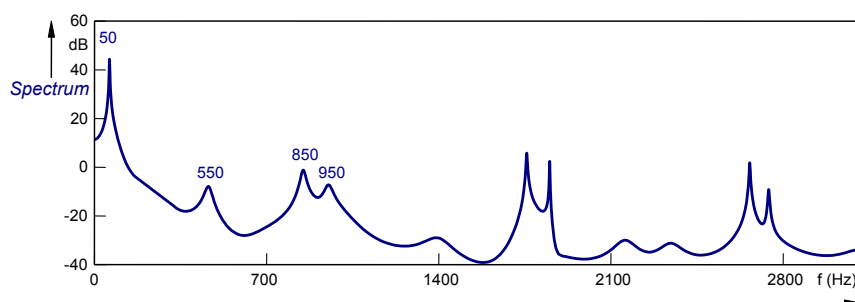
Obr. 100 – Model optimalizovaného stroje – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 101 – Srovnání průběhů magnetických indukcí ve vzduchové mezeře – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 102 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav při jmenovitém zatížení – optimalizovaný model

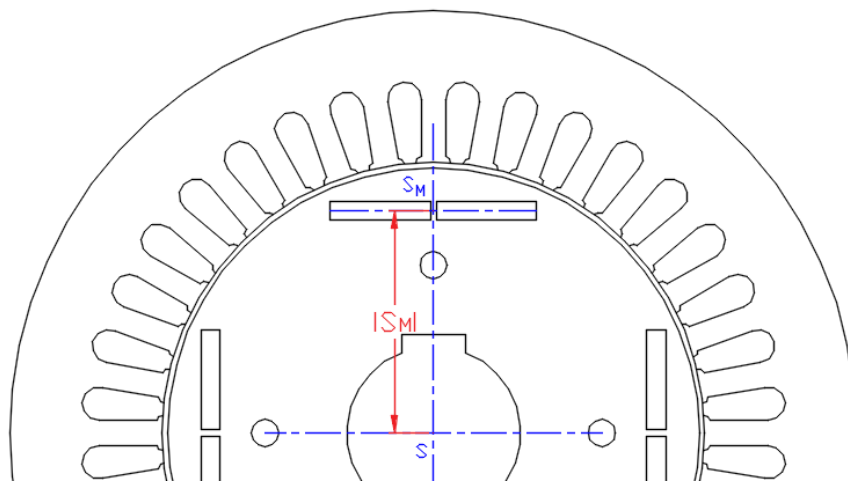


Obr. 103 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav při jmenovitém zatížení – optimalizovaný model

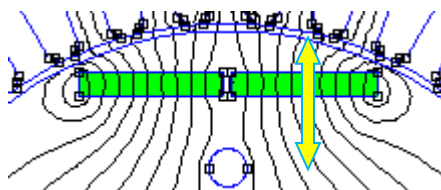
Tab. 37 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav při jmenovitém zatížení)

FlexPro 9		
THD =14,61 %		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	0,948
5	0	0
7	0	0
11	3,23	0,030
13	0	0

V dalším kroku byl proveden výzkum, který si kladl za cíl posoudit vliv změny uložení dvou paralelních magnetů v železe v závislosti na změně obsahu vybraných lichých harmonických včetně hodnoty magnetické indukce v základní křivce B_δ ve vzduchové mezeře. I v tomto případě mělo logický význam zabývat se pouze vertikální změnou uložení v železe (obr. 104).



Obr. 104 – Vertikální změna uložení magnetů v železe



Obr. 105 – Vertikální změna uložení magnetů v železe

Jak ukazuje tab. 38, s rostoucí vzdáleností středu S_M , který se v tomto případě nachází v mezeře mezi dílčími magnety (obr. 104), od středu S magnetická indukce ve středu vzduchové mezery B_δ roste, ovšem v případě dvou paralelních magnetů (obr. 105) již nejsme schopni dosáhnout pouhou změnou vertikální pozice magnetů v železe původní hodnoty magnetické indukce ve středu vzduchové mezery, což pochopitelně není optimální stav. V případě výsledků harmonické analýzy je potvrzena absence 11. harmonické, avšak negativním důsledkem změny pozice uložení magnetů od pozice uložení $S_M = 40 \text{ mm}$ je opětovný výskyt 5. a 7. harmonické, ovšem již s nižší amplitudou. Dále je patrné, že změna uložení magnetů ovlivňuje minimálně 7. harmonickou a mírně i stoupá hodnota amplitudy liché harmonické 5. řádu. Protože jsou tyto výsledky neuspokojivé, bude snahou na tyto výstupy navázat dalším výzkumem, kde dojde ke změně tvaru magnetů (obr. 107, obr. 109).

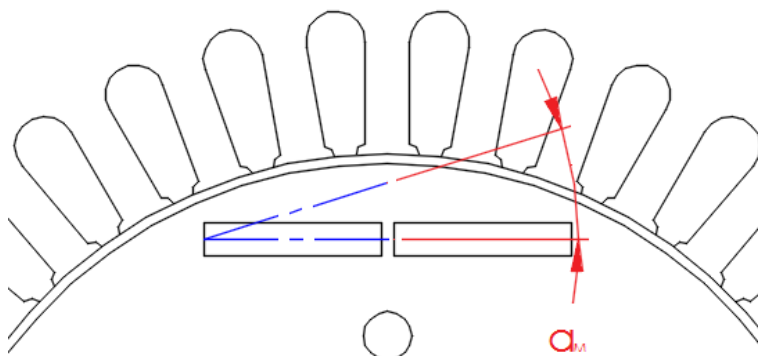
Tab. 38 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – vertikální změna uložení v železe)

S _m	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B _δ
	1	5	7	11	13	
[mm]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
38,55	100	24,49	11,86	9,17	0	0,747
40,55	100	24,58	10,52	0	8,45	0,776
42,55	100	24,76	9,75	0	9,16	0,802
44,55	100	24,65	7,06	0	10,76	0,823
46,55	100	24,46	8,19	0	11,39	0,837

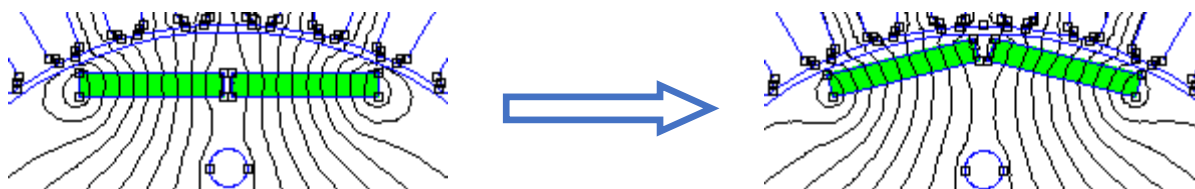
Tab. 39 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – vertikální změna uložení v železe)

S _m	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B _δ
	1	5	7	11	13	
[mm]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
38,55	100	0	0	3,23	0	0,948
40,55	100	4,17	2,09	0	8,24	0,983
42,55	100	6,11	2,34	0	8,50	1,006
44,55	100	7,08	2,76	0	9,04	1,025
46,55	100	8,01	3,20	0	9,57	1,038

Tvarování dílčích paralelních magnetů probíhalo tak, jak ukazují obr. 106 a obr. 108. Magnety se postupně natáčely k vnějšímu obvodu rotoru, až jejich tvar dosáhl obráceného „V“. Úhel natočení magnetů byl měněn v každém kroku vždy po 1 stupni, přičemž levý dolní roh levého magnetu a pravý dolní roh pravého magnetu byl pevný – tedy tvořil bod, podle kterého byl magnet natáčen.



Obr. 106 – Princip změny tvaru magnetů (převrácené „V“)



Obr. 107 – Princip změny tvaru magnetů (převrácené „V“)

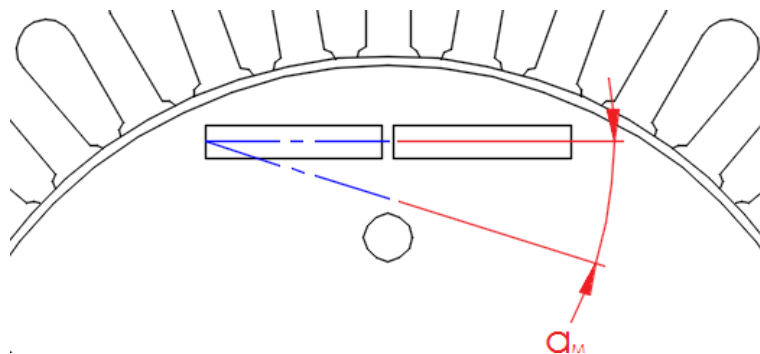
Jak ukazuje tab. 41, postupné natáčení magnetů v tomto případě přineslo negativní změny. Především amplituda páté harmonické významně narostla a od určitého stupně natočení magnetů byl opět identifikován i řád 11. harmonické. S ohledem na komplexní výsledky, jež prezentují tab. 40 a tab. 41, lze předpokládat, že tento směr natáčení magnetů nepovede k žádnému optimálnímu řešení, jehož výstupem bude maximální snížení či úplné potlačení amplitudy liché harmonické řádu 5 a 7. V neposlední řadě změna podle obr. 106 ani nepřinesla navýšení hodnoty magnetické indukce ve středu vzduchové mezery. Harmonická analýza pro všechny úhly natočení potvrdila prakticky téměř konstantní hodnotu amplitudy základní harmonické B_δ .

Tab. 40 – Harmonická analýza B_δ – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – model dle obr. 122)

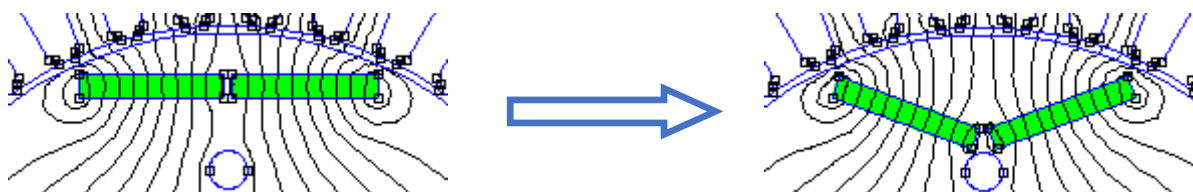
α_M	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
	1	5	7	11	13	
[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
0	100	24,46	8,19	0	11,39	0,837
5	100	16,47	3,74	0	5,37	0,837
10	100	18,65	4,00	1,84	5,95	0,836
15	100	20,24	4,27	2,38	6,48	0,836
20	100	21,38	4,54	2,72	7,01	0,837

Tab. 41 – Harmonická analýza B_δ – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – model dle obr. 122)

α_M	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
	1	5	7	11	13	
[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
0	100	8,01	3,20	0	9,57	1,038
5	100	14,82	8,83	0	12,67	1,041
10	100	17,81	9,45	4,28	14,05	1,041
15	100	19,46	10,08	5,52	15,29	1,042
20	100	22,07	10,72	6,31	16,55	1,042



Obr. 108 – Princip změny tvaru magnetů (do tvaru „V“)



Obr. 109 – Princip změny tvaru magnetů (do tvaru „V“)

V další části výzkumu byly dílčí paralelní magnety natáčeny opačným směrem (viz obr. 108 a obr. 109). V tomto případě již byly výsledky mnohem příznivější. Z tab. 42 a tab. 43 můžeme vidět v případě páté a i sedmé harmonické drobné pozitivní změny v určité oblasti natočení magnetů. Z tohoto důvodu bude další výzkum zaměřen na oblast, kdy $\alpha_M \in (5^\circ; 20^\circ)$; (nejlepších výsledků bylo dosaženo při $\alpha_M = 17,2^\circ$). Navíc v tomto intervalu úhlu natočení magnetů magnetická indukce ve vzduchové mezeře B_δ nemá natolik významný pokles a proto je zde předpoklad, že následující úpravy v magnetickém obvodu (aplikace vzduchových bariér) zajistí navýšení B_δ alespoň na hodnotu, jež vykazuje analyzovaný stroj.

Tab. 42 – Harmonická analýza B_δ – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – model dle obr. 124)

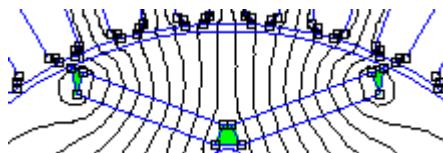
α_z	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
	1	5	7	11	13	
[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
0	100	24,46	8,19	0	11,39	0,837
5	100	24,51	8,97	0	9,68	0,812
10	100	24,22	8,87	0	9,53	0,793
15	100	24,18	8,64	0	9,33	0,789
20	100	24,07	8,57	0	9,16	0,775
25	100	24,15	8,45	0	8,94	0,769
30	100	24,29	8,32	0	8,81	0,752

Tab. 43 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – model dle obr. 124)

α_z	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
	1	5	7	11	13	
[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
0	100	8,01	3,20	0	9,57	1,038
5	100	7,38	5,65	0	11,23	1,012
10	100	7,62	5,21	0	11,05	0,993
15	100	7,33	4,82	0	10,82	0,973
20	100	8,78	4,64	0	10,63	0,950
25	100	9,04	4,33	0	10,37	0,924
30	100	10,47	4,07	0	10,22	0,896

Obr. 110 – obr. 118 ukazují různé typy magnetických bariér, jež byly aplikovány. Za nejprínosnější lze pokládat typ B5 a B10. Jak ukazuje tab. 45, v případě bariéry typu B8 se sice také podařilo dosáhnout významného snížení hodnoty amplitudy páté a sedmé liché harmonické, nicméně hodnota magnetické indukce B_δ disponovala poněkud nižší hodnotou, než v případě aplikování magnetické bariéry typu B5 a B10 a proto se s ní již dále nepočítá.

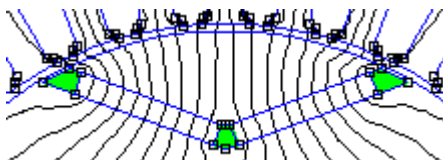
Při volbě tvaru magnetických bariér byla pozornost soustředěna na základní jednoduché tvary, pochopitelně s ohledem na technologické možnosti výroby. Nemělo cenu zabývat se atypickými tvary, které navíc disponují rozměry kolem 0,5 – 0,6 mm, což bude nejen drahé na výrobu ale i vůbec problematické realizovat.



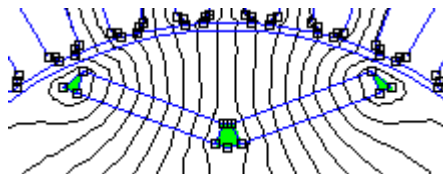
Obr. 110 – Zavedení magnetických bariér – typ B3



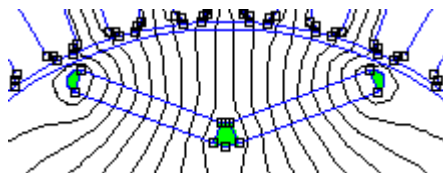
Obr. 111 – Zavedení magnetických bariér – typ B4



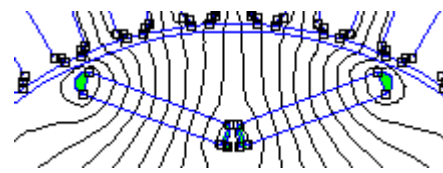
Obr. 112 – Zavedení magnetických bariér – typ B5



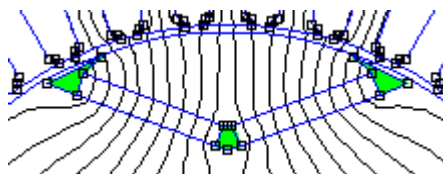
Obr. 113 – Zavedení magnetických bariér – typ B6



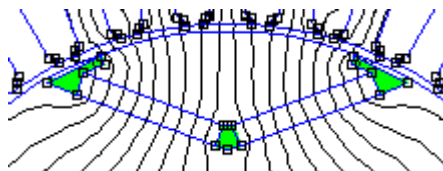
Obr. 114 – Zavedení magnetických bariér – typ B7



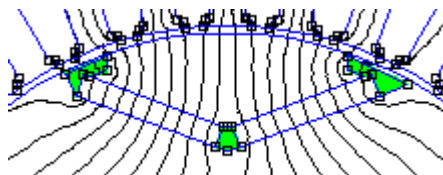
Obr. 115 – Zavedení magnetických bariér – typ B8



Obr. 116 – Zavedení magnetických bariér – typ B9



Obr. 117 – Zavedení magnetických bariér – typ B10



Obr. 118 – Zavedení magnetických bariér – typ B11

Tab. 44 – Harmonická analýza B_δ – výstup programu FlexPro 9 (stav „naprázdno“)

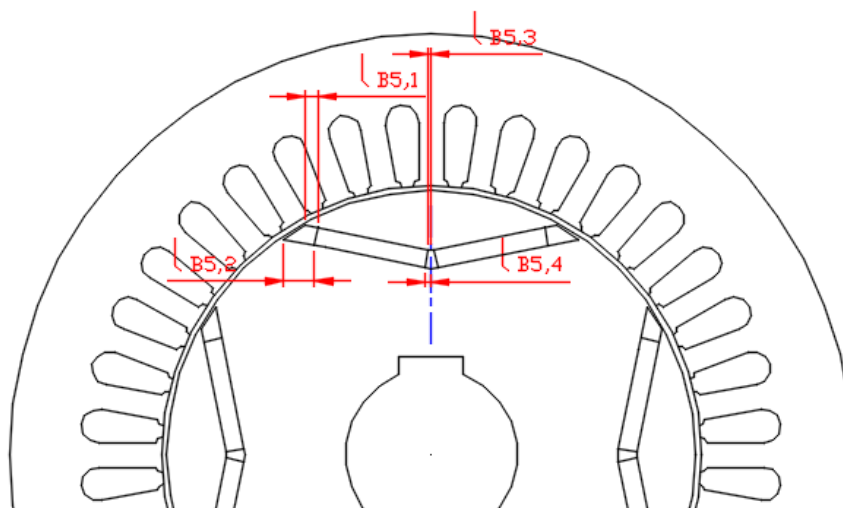
α_M	Typ bariéry	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
		1	5	7	11	13	
[°]	[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
17,2	bez	100	24,18	8,64	0	9,33	0,789
	B3	100	24,15	7,78	0	11,04	0,867
	B4	100	24,10	8,79	0	10,90	0,866
	B5	100	24,16	0	0	8,43	0,912
	B6	100	23,98	7,36	0	9,62	0,839
	B7	100	23,94	6,87	0	10,72	0,862
	B8	100	23,74	6,82	0	10,62	0,826
	B9	100	24,26	7,67	0	6,36	0,904
	B10	100	23,82	8,21	0	0,00	0,898
	B11	100	3,87	5,75	0	0,00	0,89

Tab. 45 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav při jmenovitém zatížení)

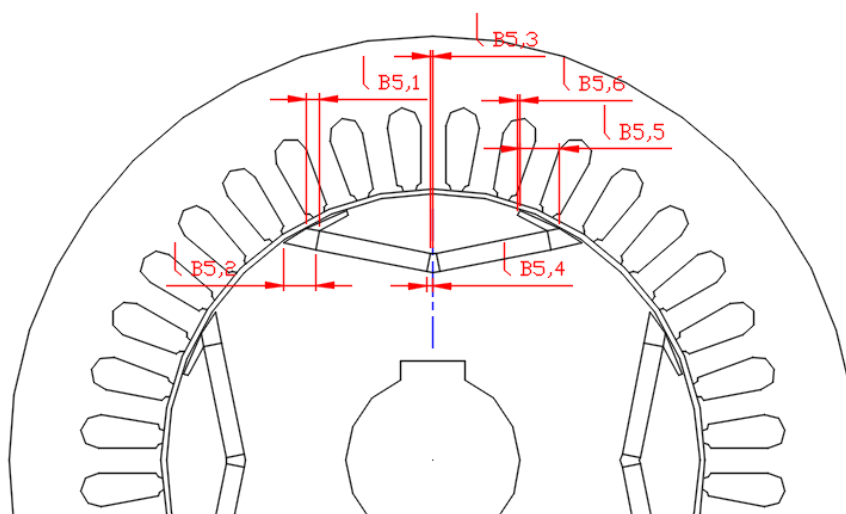
α_M	Typ bariéry	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
		1	5	7	11	13	
[°]	[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
17,2	bez	100	7,33	4,82	0	10,82	0,973
	B3	100	8,13	6,33	0	12,03	1,051
	B4	100	8,02	6,36	0	11,88	1,046
	B5	100	5,15	0	0	9,19	1,098
	B6	100	8,75	7,65	0	10,49	1,021
	B7	100	8,67	6,55	0	11,68	1,043
	B8	100	5,23	4,43	0	11,58	1,013
	B9	100	9,37	8,36	0	6,93	1,089
	B10	100	5,41	9,6	0	0	1,081
	B11	100	8,52	13,11	6,35	0	0,973

Obr. 119 a obr. 120 ukazují rozměry, které byly sledovány, resp. měněny s ohledem na různé vzájemné kombinace tak, abychom dosáhli co nejlepších výsledků, nicméně jak je především z tab. 45 patrné, nebylo možno v žádném případě v rámci tohoto výzkumu (etapa I) dosáhnout minimálně původní hodnoty magnetické indukce B_δ za cenu alespoň snížení amplitud vybraných lichých harmonických. Z logiky věci proto nemá smysl se dále tímto zabývat, neboť sice došlo ke snížení hodnot amplitud vybraných lichých harmonických (určité liché řady byly úplně eliminovány), což pochopitelně povede ke snížení ztrát v železe, ovšem na druhé straně poklesne výstupní výkon důsledkem poklesu hodnoty B_δ . Zvýšit výstupní výkon, resp. dorovnat jej na původní hodnotu

analyzovaného stroje znamená zvýšit hodnotu B_δ , což lze pohledem na rovnici pro indukované napětí (11) optimálně provést zvýšením rychlosti otáčení na vstupní straně stroje, což ale znamená zvýšení mechanického příkonu a tedy i zvýšení mechanických ztrát a ty budou rozhodně mnohem vyšší než suma ztrát, které naopak snížíme důsledkem eliminace (snížení hodnot amplitud) vybraných lichých harmonických. Podrobněji budou výsledky diskutovány a porovnány v kap. 3.2.3, resp. podrobněji příloha P23 (podkapitola P23.2).



Obr. 119 – Sledované rozměry magnetické bariéry typu B5



Obr. 120 – Sledované rozměry magnetické bariéry typu B10

Zhodnotíme-li komplexně výše uvedené dílčí výsledky, získané opět pomocí několika optimalizačních kroků, můžeme prohlásit, že i v tomto případě došlo k určitému zlepšení vybraných provozních vlastností. V případě výzkumu zaměřeného na eliminaci 5. a současně i 7. liché harmonické se znovu potvrdilo, že matematický (analytický) model má svou platnost, avšak opět pouze v místě původní vertikální pozice uložení magnetů, ovšem za cenu již výraznějšího poklesu magnetické indukce v základní křivce B_δ . S rostoucí vzdáleností od původní hodnoty vertikálního uložení byla pátá i sedmá lichá harmonická opět ve stroji generována (identifikována), ovšem

současně s opětovným nárůstem hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Nový rozměr dílčích paralelních magnetů umožnil jejich uložení v železe v takových místech blízko vnějšímu obvodu rotoru, což původní rozměr (šířka) magnetů neumožňovala a v kombinaci s aplikováním magnetických bariér se v důsledku podařilo dosáhnout vyšší hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře, avšak bohužel již ne takové hodnoty, jakou vykazoval původní (analyzovaný) stroj. Presentovaná metoda i v tomto případě ukázala, že aplikováním na topologii I – SMPM se ovlivní obecně všechny vybrané liché harmonické, což platí i pro aplikování samotných magnetických bariér – tedy jejich tvar a rozměry včetně uložení).

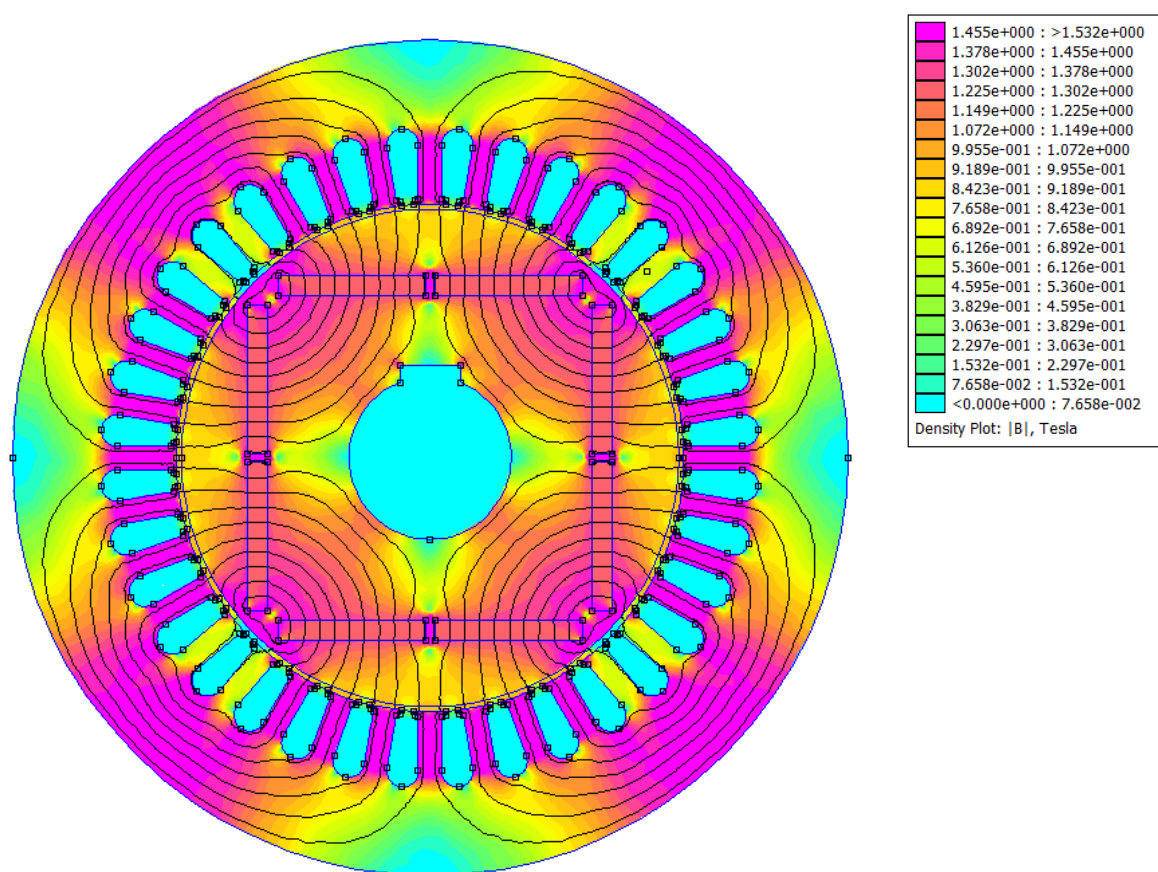
Souhrnným zhodnocením výše prezentovaných výsledků v rámci I. etapy výzkumu již bohužel nemůžeme prohlásit za optimální žádný výsledek – viz tab. 45, neboť ve všech případech rozměrů, tvarů a uložení magnetů včetně aplikace vhodných magnetických bariér nebylo dosaženo optimálních výsledků – tedy hodnoty B_δ , která bude minimálně stejná jako v případě analyzovaného stroje za současně výraznějšího poklesu hodnot amplitud vybraných lichých harmonických oproti modelu analyzovaného (původního) stroje. I v tomto případě je však nutno vzít v úvahu, že celý výzkum probíhal za předpokladu konstantních magnetických vlastností permanentních magnetů. Náhrada současného magnetu magnetem silnějším pochopitelně kladně ovlivní hodnotu magnetické indukce B_δ .

Výsledky prezentované v této kapitole jsou svým způsobem užitečnou zpětnou vazbou, a to v tom slova smyslu, kdy ne vždy musí být každý postup, který je zvolen jako vhodný a následně i aplikován, optimální. Vyjdeme-li ze skutečnosti prezentovaných v předchozí kapitole, kde se již ukázalo za optimální postup zvolit takový, jež ukazuje II. etapa výzkumu (užití metod umělé inteligence), budeme i v tomto případě předpokládat, že takovýmto postupem dosáhneme optimálních výsledků. Ovšem nutná je také zmínka, že metoda umělé inteligence využitá v této práci slouží pouze jako nápověda k nalezení optima. Pochopitelně nestačí vycházet pouze z výsledků řešení genetického algoritmu, ale předkládané optimum následně ověřit, jak již bylo v závěru předchozí kapitoly ukázáno. Analytické výstupy matematického modelu (rozměry magnetů) musí v tomto případě vyhovovat s rozměry získanými pomocí GA FEM.

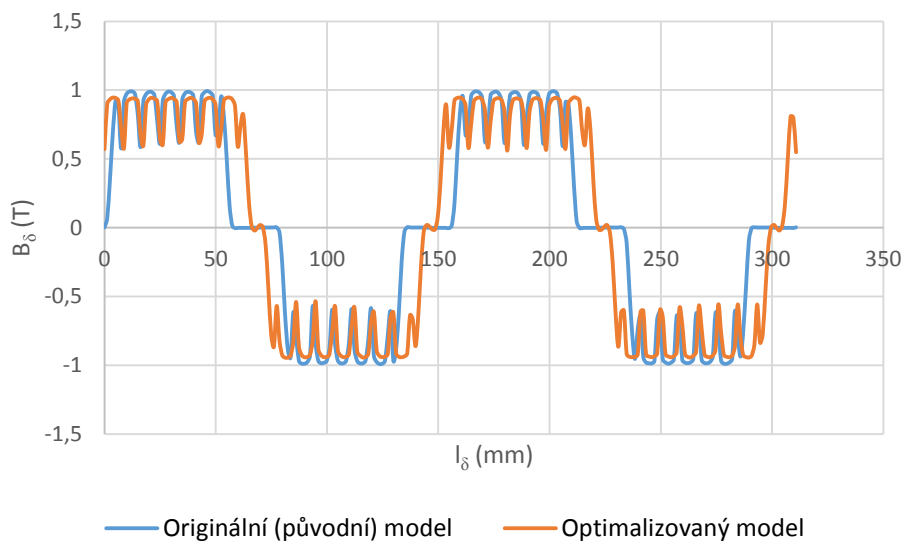
II. etapa výzkumu bude věnována nalezení neoptimálnější topologii rotoru s dvěma paralelními vnitřně uloženými magnety. Neoptimálnější topologii rotoru se v tomto případě myslí taková topologie, kdy nalezením nejvhodnějších rozměrů, tvarů a uložení permanentních magnetů v železe při současném zachování jejich materiálových a magnetických vlastností dosáhneme maximální možné hodnoty B_δ při současné maximální eliminaci či úplnému odstranění 5. a současně i 7. liché harmonické. Rovněž i v tomto případě bude mít tento optimalizační krok také řadu omezení, resp. definovaných podmínek optimalizace, které jsou shodné, jak již bylo popsáno v předchozí kapitole – II. etapa výzkumu.

Vlastní algoritmus řešení byl sestaven tak, kdy jedinými proměnnými parametry byly šířka a uložení svou paralelních magnetů v železe. Ostatní parametry a vlastnosti stroje včetně materiálu a

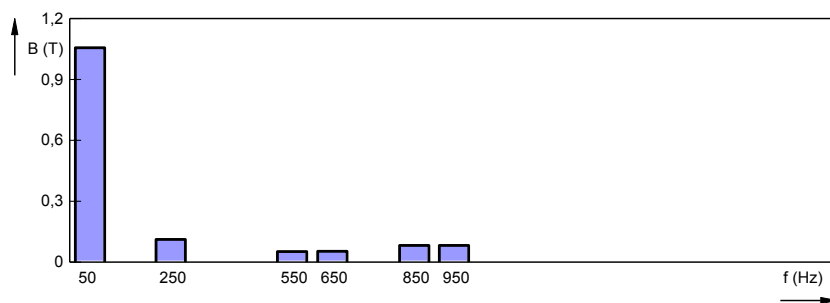
magnetických vlastností magnetů zůstaly zachovány. Rovněž musela být splněna podmínka vyrobitelnosti optimalizovaného rotoru, což i v tomto případě opět znamená minimální vzdálenost hran či rohů magnetů od vnějšího obvodu rotoru 2 mm. Jak ukazují následující výstupy, výše uvedenému požadavku nejlépe odpovídá pozice uložení v železe $|S_M| = 34 \text{ mm}$ při šířce dílčích magnetů přibližně $w_{M1} = w_{M2} = 27,5 \text{ mm}$. Pátá a sedmá lichá harmonická není v základní křivce B_δ identifikována (příloha P19) a současně se podařilo dosáhnout maximální hodnoty $B_\delta = 1,056 \text{ T}$, což je i v tomto případě hodnota vyšší než v případě analyzovaného stroje.



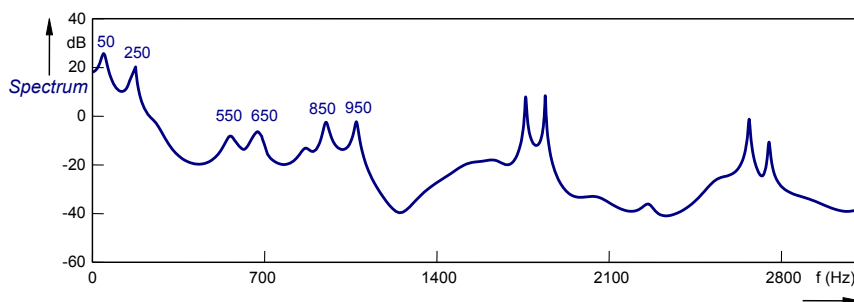
Obr. 121 – Finální model optimalizovaného stroje – stav „naprázdno“



Obr. 122 – Srovnání průběhů magnetických indukcí ve vzduchové mezeře – stav „naprázdno“



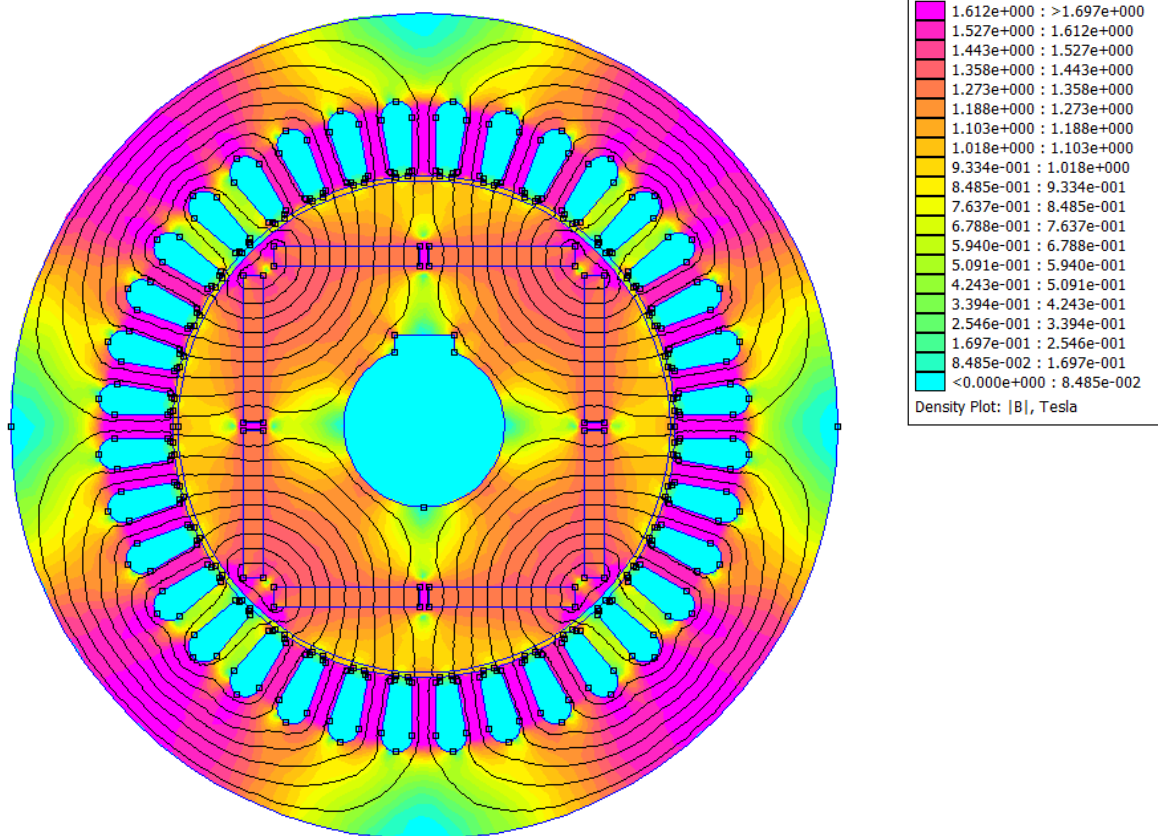
Obr. 123 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“ – optimalizovaný model



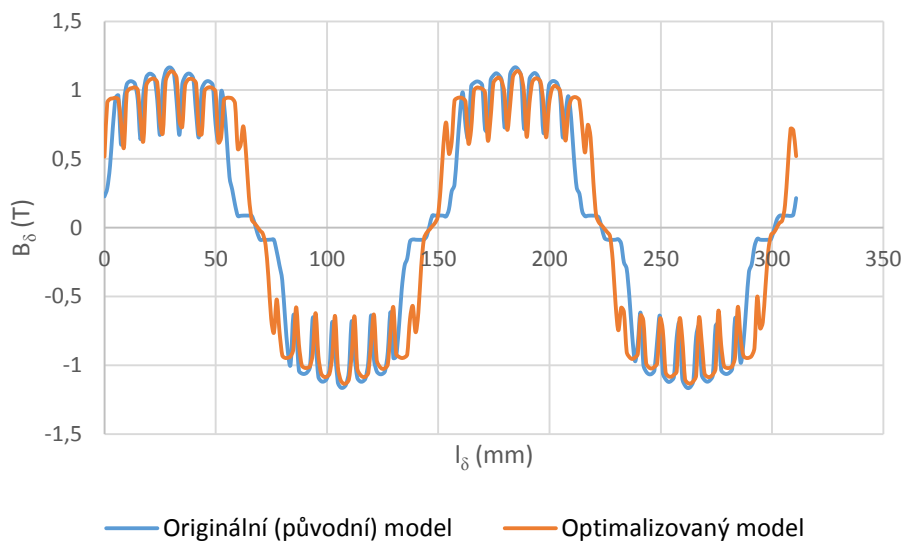
Obr. 124 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“ – optimalizovaný model

Tab. 46 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav „naprázdno“)

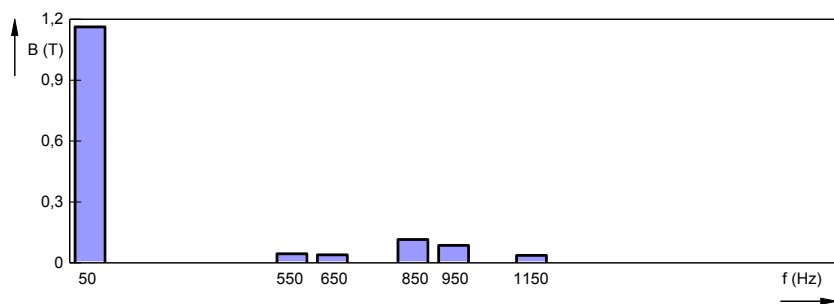
FlexPro 9		
THD =20,71 %		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	1,056
5	10,55	0,111
7	0	0
11	4,83	0,051
13	4,88	0,053



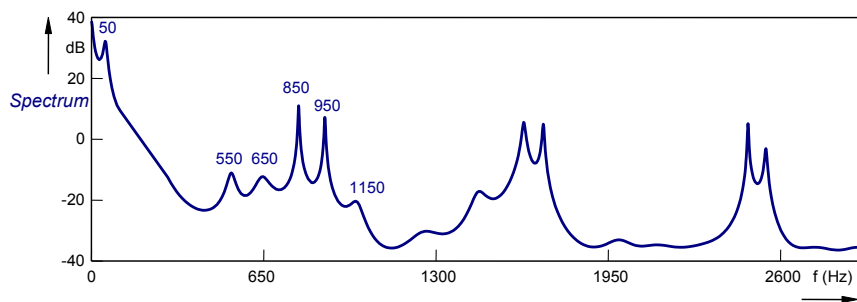
Obr. 125 – Finální model optimalizovaného stroje – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 126 – Srovnání průběhů magnetických indukcí ve vzduchové mezeře – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 127 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav při jmenovitém zatížení – optimalizovaný model



Obr. 128 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav při jmenovitém zatížení – optimalizovaný model

Tab. 47 – Harmonická analýza – výstup programu
FlexPro 9 (stav při jmenovitém zatížení)

FlexPro 9		
THD =17,57%		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	1,162
5	0	0
7	0	0
11	3,86	0,097
13	3,37	0,044

V posledním kroku bylo snahou ověřit správnost výše uvedených výsledků získaných numerickým výpočtem (GA FEM). Protože v předchozí kapitole již byl sestaven algoritmus, jehož cílem bylo získat pouze obecnou závislost změny šířky a uložení magnetů na hodnotě magnetické indukce B_{δ} , bude proto i snahou v tomto případě již z existujících výsledků podle tab. 44 vyjít. Pozice uložení dílčích paralelních magnetů v železe v tomto případě je $|S_M| = 34 \text{ mm}$ a tedy dle tab. 44 tato pozice uložení odpovídá šířce magnetů $w_M = 64 \text{ mm}$. Aplikujeme-li výstupy matematického modelu pro tento magnet, pak v případě úhlu $\alpha_1 = 15,43^\circ$ a $\alpha_2 = 87,43^\circ$ bude nová šířka dílčích paralelních $w_{M1} = w_{M2} = 26,7 \text{ mm}$, což znamená odchylku šířky $\Delta w_M = 0,8 \text{ mm}$, a to je ve srovnání s původní hodnotou $w_{M1} = w_{M2} = 27,5 \text{ mm}$ získanou GA FEM docela dobrá shoda.

Tento způsob srovnání, resp. ověření má v jádru svůj význam (stejně tak i v předchozím případě), neboť simulace GA FEM probíhala na principu změny šířky a uložení PM za současné podmínky $B_{\delta} \rightarrow \max$, resp. $B_{\delta} \rightarrow \max \wedge B_{\delta}(h=5) = 0 \wedge B_{\delta}(h=7) = 0$ atd. Program tedy neprováděl analytické výpočty, avšak na základě každé změny šířky a uložení magnetů následně numericky analyzoval stroj (magnetostatická analýza) a pomocí FlexPro 9 (FFT) průběh B_{δ} , čímž jsme získali několik hodnot B_{δ} pro několik šířek a uložení dílčích magnetů. Z této množiny pak vybíráme tu neoptimálnější. Na druhé straně analytický výpočet vychází z matematického modelu a je založen na prostém výpočtu s užitím základních vztahů Fourierovy transformace a právě zde je předpoklad, že optimum, které nalezneme s pomocí GA FEM z původního magnetu, musíme s přibližně stejnými výstupy nalézt i prostou aplikací matematického modelu, resp. analytických výpočtů, což se doposud v obou případech v dobré shodě potvrdilo.

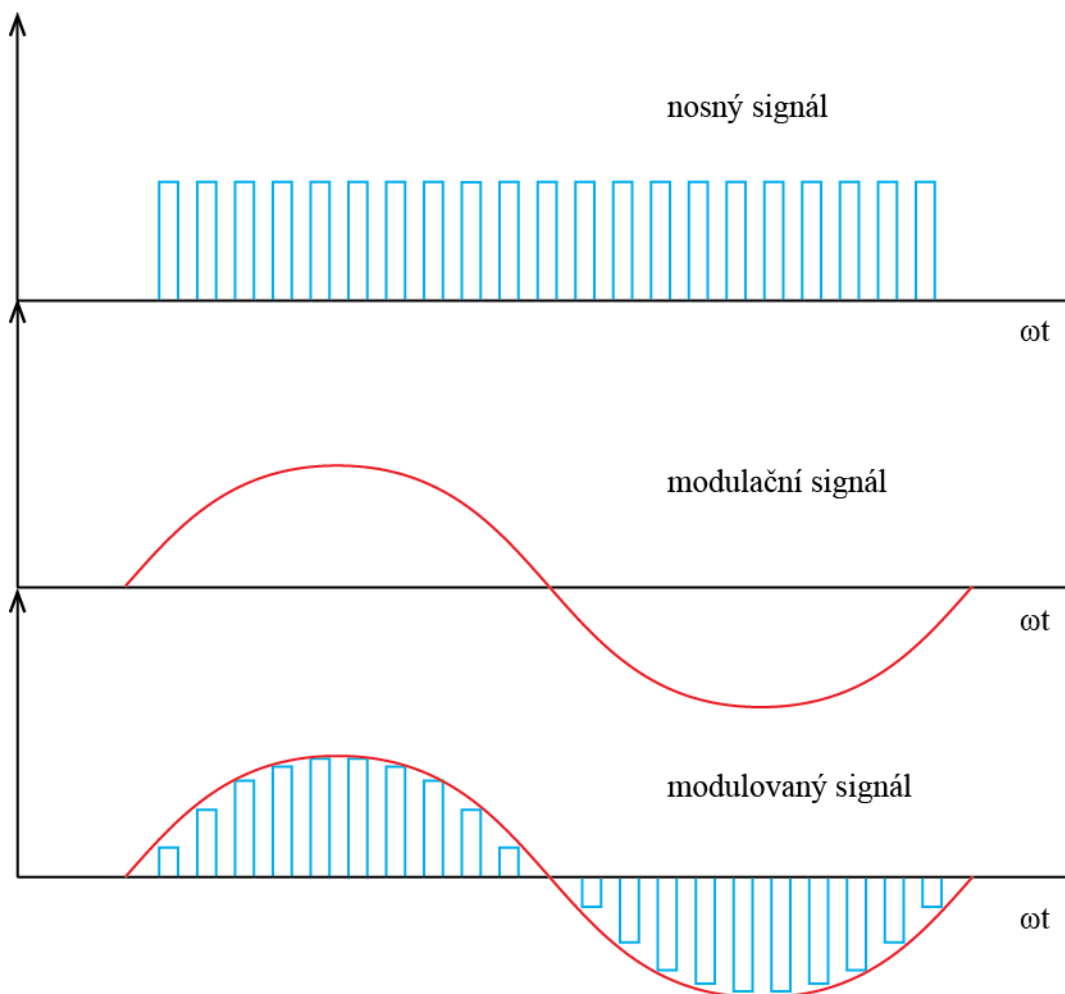
Zhodnocením výsledků získaných v rámci II. etapy tohoto výzkumu se opět potvrzuje větší význam postupovat s využitím metod umělé inteligence, neboť minimálně řečeno čas strávený nad tímto postupem optimalizace je významně nižší. Tvarová optimalizace obou dílčích paralelních

magnetů nepotvrdila lepší výsledky, než ukazuje obr. 125, avšak vertikální změny uložení dílčích paralelních magnetů vedly k optimálním výsledkům, pochopitelně současně se změnou rozměrů dílčích paralelních magnetů. Vliv na ztráty a další vybrané provozní vlastnosti podrobněji rozebírá kap. 3.2.3, resp. podrobněji příloha P23 (podkapitola P23.2).

3.2.2 KONCEPT METODY PAM

Pulzní amplitudová modulace (PAM) je jedna ze základních typů nekódovaných modulací. Princip tvorby pulzní amplitudové modulace spočívá v tom, že libovolný analogový (modulační) signál nejdříve upravíme průchodem dolní propusti (obr. 129). Modulační signál je následně přiváděn na vzorkovač, který pracuje tak, že svými pulzy spíná modulační signál v pravidelných periodických sledech. Vzorkovač tak vytváří pulzy kopírující modulační signál, které jsou modulačním signálem amplitudově modulovány (obr. 129). Protože existují tři druhy vzorkování PAM, bude snahou se zde zmínit pouze o tzv. uniformním vzorkování, neboť tento princip bude aplikován dále na permanentní magnety I – SMPM.

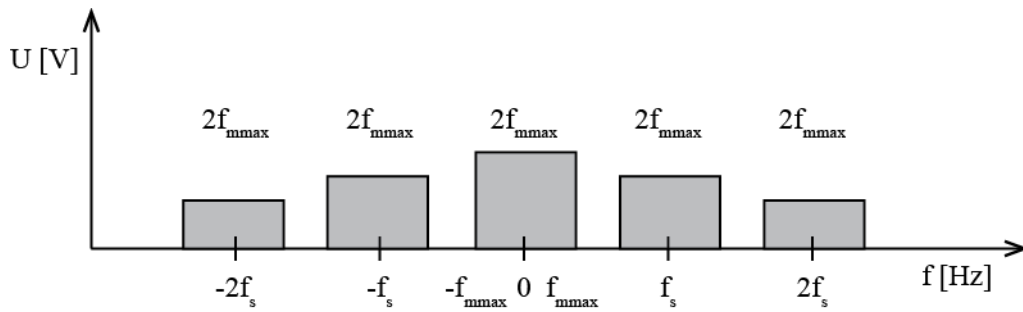
Uniformní, někdy též nazývané pravoúhlé vzorkování, vytváří pravoúhlé vzorky modulačního signálu, avšak jednotlivé pulzy modulovaného signálu nekopírují tvar modulačního signálu, nýbrž drží si po dobu trvání signálu prvotní hodnotu amplitudy modulačního signálu (obr. 129).



Obr. 129 – Příklad PAM [55]

3.2.2.1 MATEMATICKÝ MODEL A JEHO ODVOZENÍ

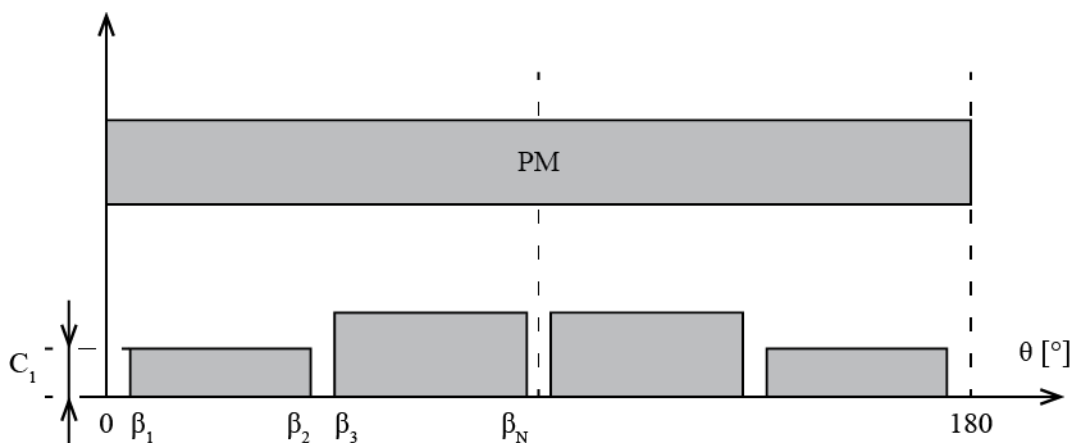
Stejně jako v kapitole 3.2.1.1, i zde matematický model poslouží k co nejvhodnějšímu rozdělení jednoho magnetu na dílčí paralelní. Rovněž výzkum bude realizován s ohledem na tu skutečnost, kdy čím vyšší je počet eliminovaných lichých harmonických, tím větší část materiálu magnetů je odebrána, což má negativní dopad na hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře (významnější pokles – kap. 3.2.1). To pak v konečném důsledku ovlivní mimo jiné i samotný výkon generátoru.



Obr. 130 – Příklad šířky pásma PAM [55]

Jak ukazuje obr. 129 a obr. 130, frekvenční spektrum PAM obsahuje kromě nosné vlny ($-f_{mmax}$, f_{mmax}) rovněž i páry postranních pásem stejné šířky. Bude tedy platit, že při nejvyšším kmitočtu f_{mmax} zaujímá každý pár stejnou celkovou šířku pásma $2f_{mmax}$. Vydeme – li z této skutečnosti, pak lze předpokládat, že konečná koncepce dílčích paralelních magnetů na jeden pól bude mít vždy stejnou šířku a mezery mezi magnety budou rovněž stejné. Taktéž lze očekávat, že v případě eliminace dvou lichých harmonických (5. a 7.) nedojde ke změně výšky dílčích magnetu, ovšem v případě eliminace čtyř a více lichých harmonických (vždy sudý počet) již bude výška vnějších paralelních magnetů ovlivněna.

Srovnáním PWM a PAM zjistíme, že průběhy jsou si podobné až na to, že v případě PAM jednotlivé pulzy modulovaného signálu si po celou svou dobu trvání udržují hodnotu amplitudy na konstantní úrovni, která je však pro různé dva páry vždy jiná (obr. 130, resp. magnet na obr. 131) oproti PWM. Z toho důvodů musí dojít i k drobné úpravě matematického modelu, který tento fakt zohledňuje.



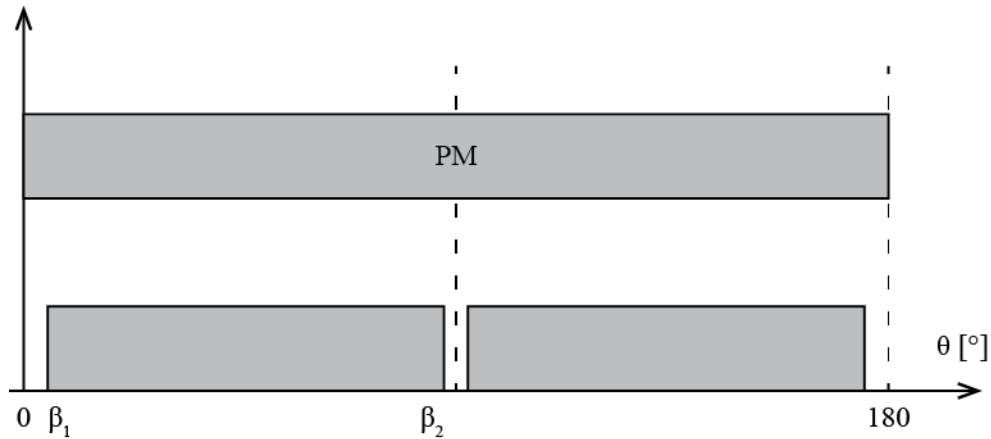
Obr. 131 – Příklad rozdělení jednoho magnetu na dílčí paralelní [55]

Vlastní odvození a popis matematického modelu je v tomto případě shodný s postupem prezentovaným v kap. 3.2.1.1. Vydeme tedy ze soustavy (48), kde však navíc zohledníme konstantu C_1 která přibližně napoví, k jak velkému snížení výšky dílčích postranních magnetů dojde oproti středovým dílčím magnetům (obr. 131). Soustava pak přejde na tvar

$$\begin{aligned}
 b_h &= \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} [\cos(5\beta_1) - \cos(5\beta_2) + \dots + C_1 \cdot \cos(5\beta_{N-1}) - C_1 \cdot \cos(5\beta_N)] \\
 b_h &= \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} [\cos(7\beta_1) - \cos(7\beta_2) + \dots + C_1 \cdot \cos(7\beta_{N-1}) - C_1 \cdot \cos(7\beta_N)] \\
 &\vdots \\
 b_h &= \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} [\cos(h\beta_1) - \cos(h\beta_2) + \dots + C_N \cdot \cos(h\beta_{N-1}) - C_N \cdot \cos(h\beta_N)]
 \end{aligned} \tag{54}$$

kde N náleží množině přirozených čísel.

Vezmeme-li nejdříve v úvahu eliminaci pouze 5. a 7. liché harmonické v křivce B_{δ} , obdržíme pouze 2 dílčí paralelní magnety. Protože jsou tyto dílčí magnety současně středovými (s ohledem na princip PAM – obr. 131), neuplatní se vliv konstanty C_1 , která v konečném důsledku vůbec ani nebude v soustavě (57) figurovat a obdržíme tak soustavu dvou nelineárních rovnic o dvou neznámých, která je však shodná se soustavou (56). Z toho plyne fakt, že je bezpředmětné zabývat se v tomto případě eliminací pouze 5. a 7. liché harmonické, neboť řešení takové soustavy povede k výsledkům prezentovaným v kapitole 3.2.1.2.



Obr. 132 – Příklad dvou dílčích paralelních magnetů

S ohledem na výše uvedené skutečnosti bude navazující výzkum zaměřen pouze na první čtyři vybrané liché řady – tedy 5, 7, 11 a 13. Soustava čtyř nelineárních rovnic s pěti neznámými pak bude vypadat následovně

$$\begin{aligned}
 b_h &= \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} [\cos(5\beta_1) - \cos(5\beta_2) + C_1 \cdot \cos(5\beta_3) - C_1 \cdot \cos(5\beta_4)] \\
 b_h &= \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} [\cos(7\beta_1) - \cos(7\beta_2) + C_1 \cdot \cos(7\beta_3) - C_1 \cdot \cos(7\beta_4)] \\
 b_h &= \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} [\cos(11\beta_1) - \cos(11\beta_2) + C_1 \cdot \cos(11\beta_3) - C_1 \cdot \cos(11\beta_4)] \\
 b_h &= \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} [\cos(13\beta_1) - \cos(13\beta_2) + C_1 \cdot \cos(13\beta_3) - C_1 \cdot \cos(13\beta_4)]
 \end{aligned} \tag{55}$$

Soustavu lze i v tomto případě opět řešit za podmínky, že položíme $b_h = 0$ (obecně tedy $f(x) = 0$) a soustava tak přejde na tvar

$$\begin{aligned}0 &= \frac{4B\delta m}{\pi h} [\cos(5\beta_1) - \cos(5\beta_2) + C_1 \cdot \cos(5\beta_3) - C_1 \cdot \cos(5\beta_4)] \\0 &= \frac{4B\delta m}{\pi h} [\cos(7\beta_1) - \cos(7\beta_2) + C_1 \cdot \cos(7\beta_3) - C_1 \cdot \cos(7\beta_4)] \\0 &= \frac{4B\delta m}{\pi h} [\cos(11\beta_1) - \cos(11\beta_2) + C_1 \cdot \cos(11\beta_3) - C_1 \cdot \cos(11\beta_4)] \\0 &= \frac{4B\delta m}{\pi h} [\cos(13\beta_1) - \cos(13\beta_2) + C_1 \cdot \cos(13\beta_3) - C_1 \cdot \cos(13\beta_4)]\end{aligned}\tag{56}$$

kde po úpravě výraz $\frac{4B\delta m}{\pi h}$ vymizí a tedy

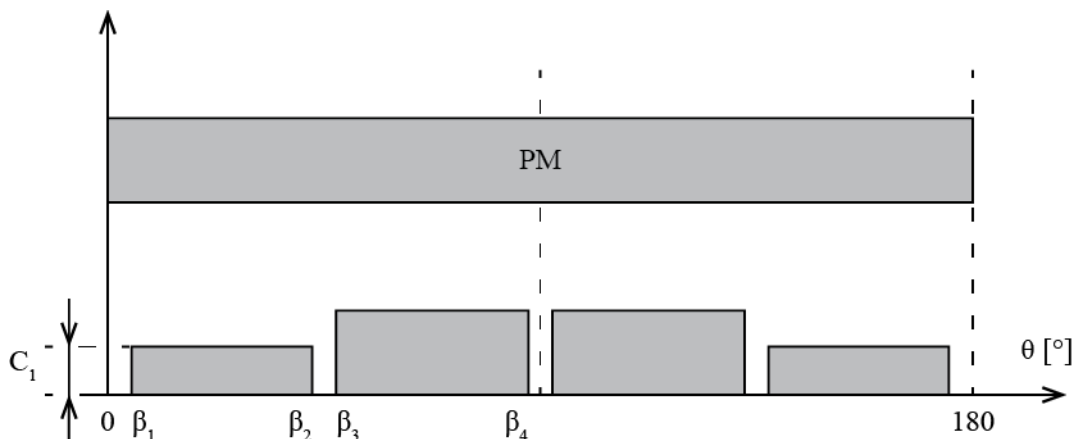
$$\begin{aligned}0 &= \cos(5\beta_1) - \cos(5\beta_2) + C_1 \cdot \cos(5\beta_3) - C_1 \cdot \cos(5\beta_4) \\0 &= \cos(7\beta_1) - \cos(7\beta_2) + C_1 \cdot \cos(7\beta_3) - C_1 \cdot \cos(7\beta_4) \\0 &= \cos(11\beta_1) - \cos(11\beta_2) + C_1 \cdot \cos(11\beta_3) - C_1 \cdot \cos(11\beta_4) \\0 &= \cos(13\beta_1) - \cos(13\beta_2) + C_1 \cdot \cos(13\beta_3) - C_1 \cdot \cos(13\beta_4)\end{aligned}\tag{57}$$

Protože se opakovaně jedná se o soustavu nelineárních rovnic, kterou nelze snaze řešit pomocí metod lineární algebry, je nutno i v tomto případě pro řešení použít numerických metod, přičemž nejvhodnější pro daný typ soustavy se opět nabízí tzv. *Newton – Raphsonova metoda* [93]. S ohledem na pracnost a složitost řešení bude použit výpočetní software *MatLab*, přičemž počáteční řešení soustavy bude nalezeno i s využitím metody umělé inteligence, neboť v soustavě se nově vyskytuje neznámá C_1 , která však od předešlých nebude mít řešení ve stupních, ale v radiánech.

3.2.2.2 VLIV TVARU, ULOŽENÍ A POČTU PARALELNÍCH MAGNETŮ NA JEDEN PÓL S OHLEDEM NA ELIMINACI 5., 7., 11. A 13. HARMONICKÉ

Výzkum prezentovaný v této kapitole se zaměří již na všechny čtyři vybrané liché harmonické v křivce B_δ , tedy na liché harmonické řádu 5., 7., 11. a 13., neboť právě tyto budou mít v tomto případě nejvýznamnější vliv na vybrané provozní vlastnosti – tedy ztráty v železe a z toho plynoucí účinnost. Jejich maximální potlačení bude opět řešeno nalezením vhodného počtu paralelních magnetů, jejich rozměrů, tvaru, uložení či jinou vhodnou úpravou v rotorovém magnetickém obvodu. Protože v rámci této úlohy je snahou eliminovat již všechny čtyři vybrané liché harmonické, pak konečná soustava před řešením bude mít tvar

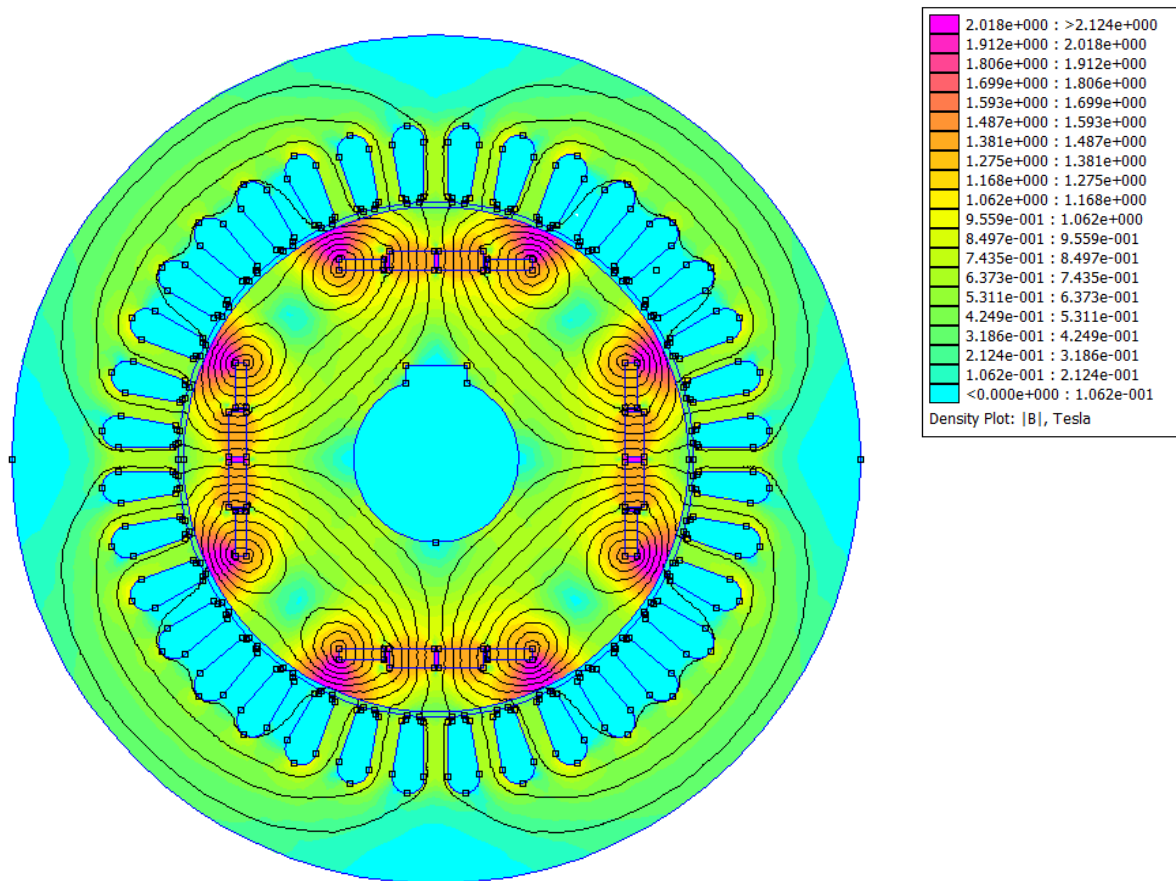
$$\begin{aligned}0 &= \cos(5\beta_1) - \cos(5\beta_2) + C_1 \cdot \cos(5\beta_3) - C_1 \cdot \cos(5\beta_4) \\0 &= \cos(7\beta_1) - \cos(7\beta_2) + C_1 \cdot \cos(7\beta_3) - C_1 \cdot \cos(7\beta_4) \\0 &= \cos(11\beta_1) - \cos(11\beta_2) + C_1 \cdot \cos(11\beta_3) - C_1 \cdot \cos(11\beta_4) \\0 &= \cos(13\beta_1) - \cos(13\beta_2) + C_1 \cdot \cos(13\beta_3) - C_1 \cdot \cos(13\beta_4)\end{aligned}\tag{58}$$



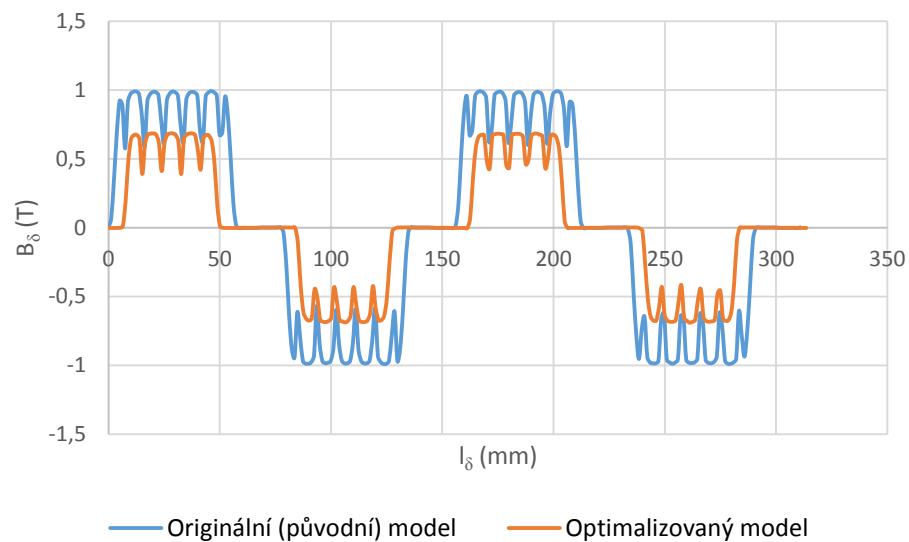
Obr. 133 – Optimalizovaný magnet s ohledem na eliminaci 5., 7, 11. a 13. harmonické

Zdrojový kód a řešení soustavy (58) ukazuje příloha P20. Řešením soustavy čtyř nelineárních rovnic o pěti neznámých jsou čtyři úhly, tedy $\beta_1 = 19,64^\circ$ a $\beta_2 = 52,36^\circ$, $\beta_3 = 55,63^\circ$, $\beta_4 = 88,36^\circ$ a konstanta $C_1 = 0,618$, čímž dojde ke snížení výšky krajních dílčích magnetů a k odebrání části magnetu na jeho začátku a konci a dále pak mezi dílčími magnety (obr. 133).

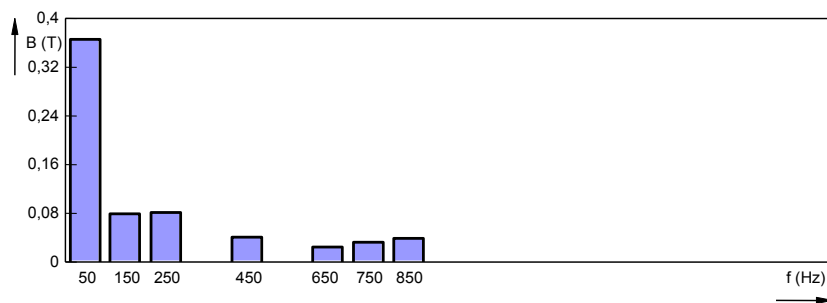
Jak ukazuje obr. 134, MKP 2D model byl upraven z pohledu uspořádání dílčích magnetů a následně proveden výpočet. Magnetická indukce ve vzduchové mezeře významně poklesla z hodnoty 0,978 T na hodnotu 0,365 T, což je z pohledu výkonu, ale i jiných provozních vlastností již naprosto nepřijatelný stav. Tento nedostatek však kompenzuje fakt, že se podařilo úplně eliminovat řád 5., 7., 11. a 13 liché harmonické v B_δ . (tab. 49 – stav při jmenovitém zatížení, podrobněji v příloze P21).



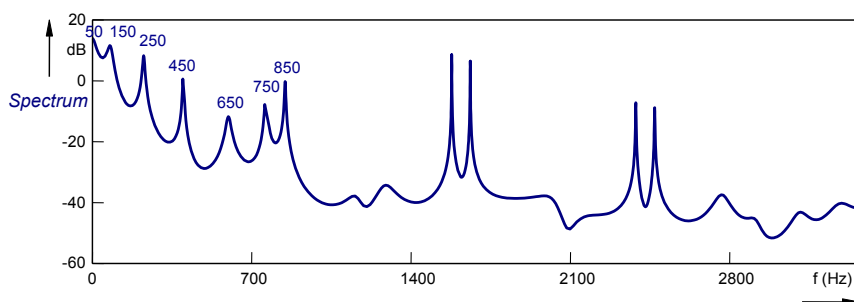
Obr. 134 – Finální model optimalizovaného stroje – stav „naprázdno“



Obr. 135 – Srovnání průběhů magnetických indukcí ve vzduchové mezeře – stav „naprázdno“



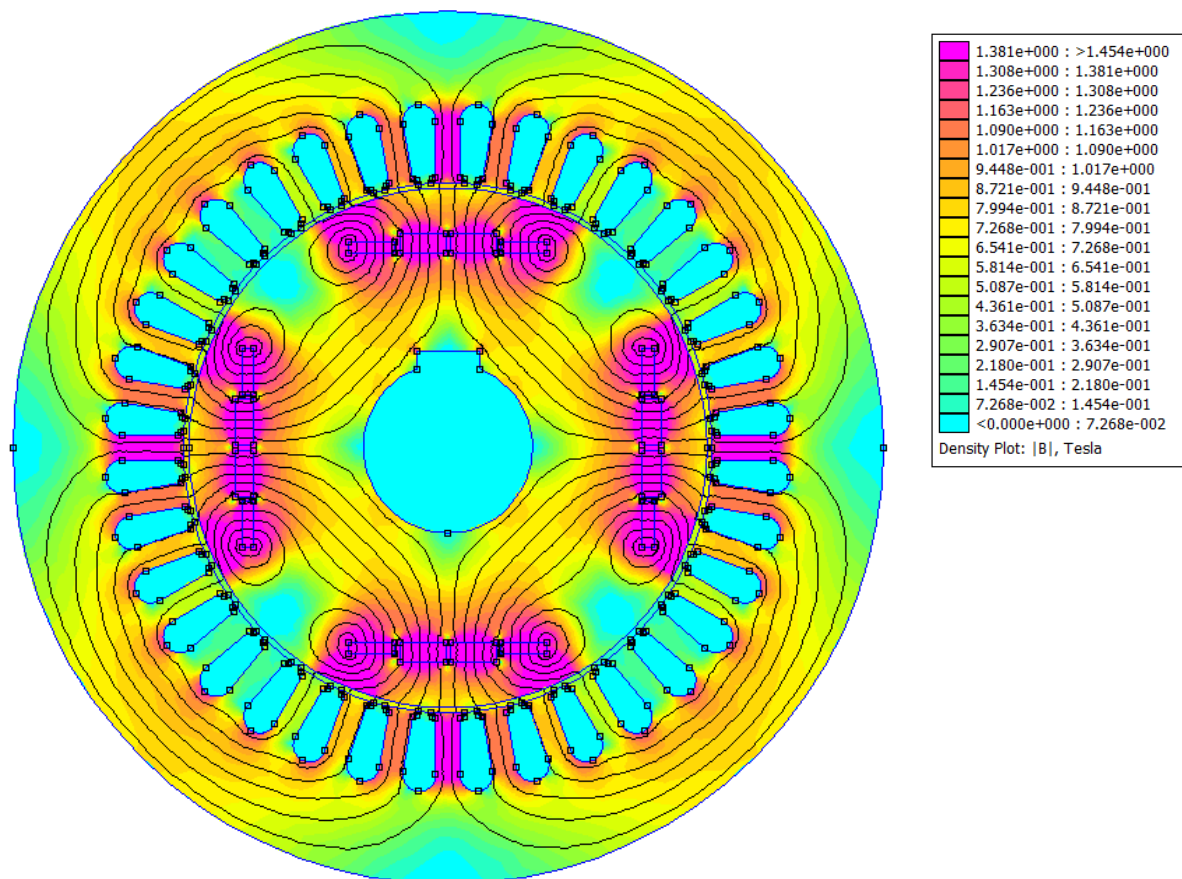
Obr. 136 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“ – optimalizovaný model



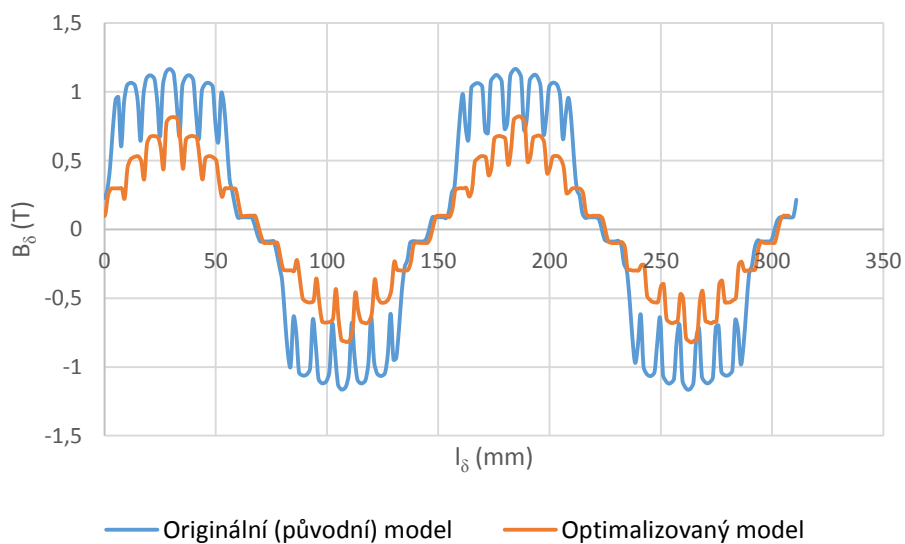
Obr. 137 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“ – optimalizovaný model

Tab. 48 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav „naprázdno“)

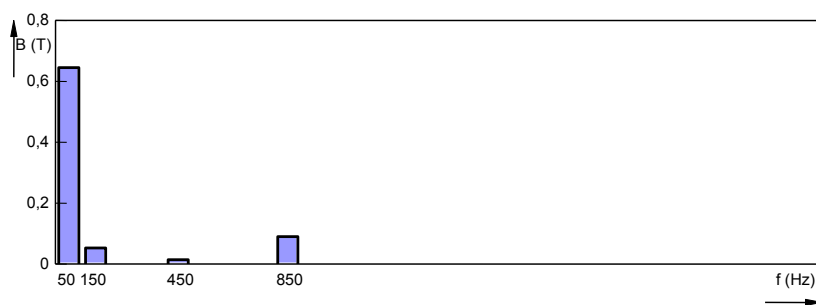
FlexPro 9		
THD = 25,13 %		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	0,365
5	22,28	0,081
7	0	0
11	0	0
13	6,70	0,024



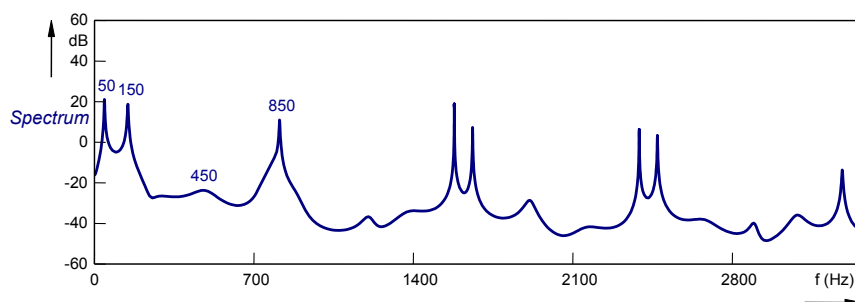
Obr. 138 – Finální model optimalizovaného stroje – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 139 – Srovnání průběhů magnetických indukcí ve vzduchové mezeře – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 140 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav při jmenovitém zatížení – optimalizovaný model



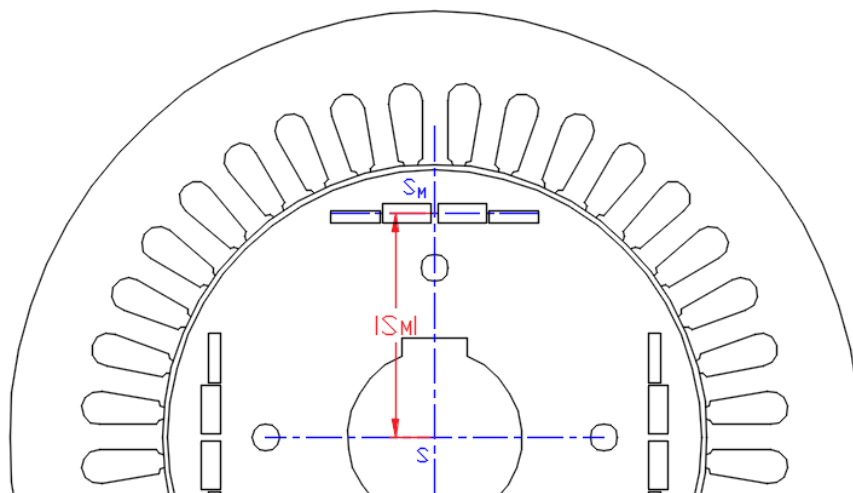
Obr. 141 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav při jmenovitém zatížení – optimalizovaný model

Tab. 49 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav při jmenovitém zatížení)

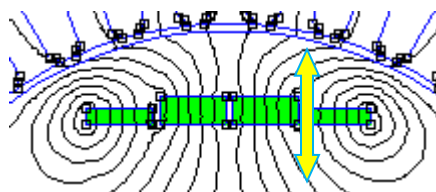
FlexPro 9		
THD = 9,26 %		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	0,645
5	0	0
7	0	0
11	0	0
13	0	0

V dalším kroku byla realizována vertikální změna uložení dílčích paralelních magnetů v železe (obr. 142). Ta probíhala na základě posunu magnetu směrem k vnější části rotorového magnetického obvodu vždy po 1 mm až do těch krajních hodnot, kdy bude ještě možné z technologického hlediska drážky v pleších vhodně vystříhat a magnety do nich bezpečně uložit (obr. 143). Tuto podmínku splňuje pozice $|S_M| = 47,5 \text{ mm}$. Překročením této hodnoty směrem blíž vnějšímu obvodu rotoru by již mohlo znamenat jisté komplikace při vystřihování drážek.

Jak můžeme z tab. 51 vidět, v případě stavu „naprázdno“, kdy šířka a výška dílčích magnetů zůstala konstantní a tedy měnila se tak pouze pozice uložení magnetů v železe, k výrazným změnám obsahu vybraných lichých harmonických v základní křivce průběhu magnetické indukce B_δ nedošlo. Jinou situaci však prezentují výsledky simulace realizované pro jmenovité zatížení (tab. 52). Všechny čtyři vybrané liché harmonické nebyly z počátku vertikální změny identifikovány, nicméně s rostoucí vzdáleností magnetů od hřídele postupně docházelo k jejich opětovné identifikaci (generování), avšak již s podstatně nižší hodnotou amplitudy, než v případě analyzovaného stroje. Rovněž důsledkem vertikální změny uložení magnetů docházelo k postupnému nárůstu magnetické indukce ve vzduchové mezeře, nicméně v tomto případě optimalizace se již nepodařilo hodnotu B_δ navýšit alespoň na hodnotu, jež vykazuje analyzovaný stroj, což je především dáno snížením výšky krajních dílčích paralelních magnetů.



Obr. 142 – Vertikální změna uložení magnetů v železe



Obr. 143 – Vertikální změna uložení magnetů v železe

Tab. 50 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – vertikální změna uložení v železe)

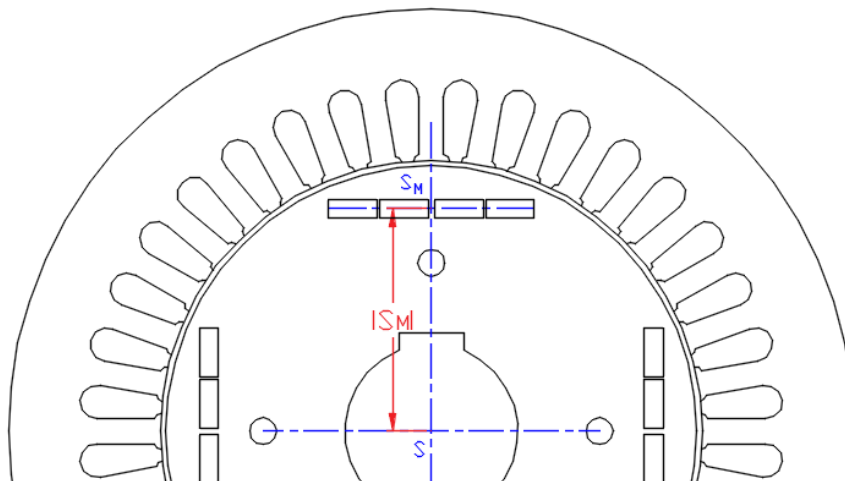
S _M	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B _δ
	1	5	7	11	13	
[mm]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
38,5	100	22,24	0	0	6,7	0,365
40,5	100	21,69	9,12	0	9,20	0,383
42,5	100	21,08	10,39	0	9,60	0,409
44,5	100	20,82	11,62	3,72	9,36	0,437
47,5	100	20,52	12,83	7,14	9,07	0,468

Tab. 51 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – vertikální změna uložení v železe)

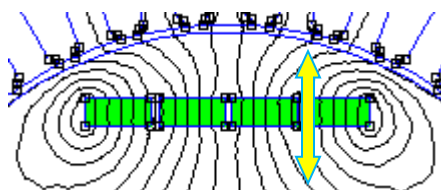
S _M	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B _δ
	1	5	7	11	13	
[mm]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
38,5	100	0	0	0	0	0,645
40,5	100	2,06	0	0	0	0,653
42,5	100	5,41	3,10	0	0	0,699
44,5	100	7,56	4,21	0	2,12	0,717
47,5	100	10,02	5,33	0	4,37	0,758

V další části výzkumu bylo snahou srovnat a také i ověřit, zdali zachování výšky krajních magnetů ovlivní harmonické v křivce B_{δ} . Navazující model byl proto z pohledu geometrie a i postupu výzkumu shodný s předchozím krokem, resp. MKP modelem, avšak s tím rozdílem, že všechny magnety zachovaly konstantní výšku (obr. 144). Motivací k tomuto kroku byl především výše uvedený významný pokles hodnoty B_{δ} .

Jak ukazuje tab. 52 a tab. 53, hodnota magnetické indukce B_{δ} sice stoupla, ovšem již za cenu méně přijatelných výsledků harmonické analýzy B_{δ} , než ukazuje předchozí případ. Avšak na druhé straně se tím potvrdila platnost principu PAM, neboť jak můžeme vidět, změna výšky krajních magnetů na úroveň středových v důsledku zajistila opětovné generování vybraných lichých harmonických ve stroji (výjimku tvoří jedenáctá harmonická – viz tab. 53).



Obr. 144 – Vertikální změna uložení dílčích magnetů stejné výšky v železe



Obr. 145 – Vertikální změna uložení dílčích magnetů stejné výšky v železe

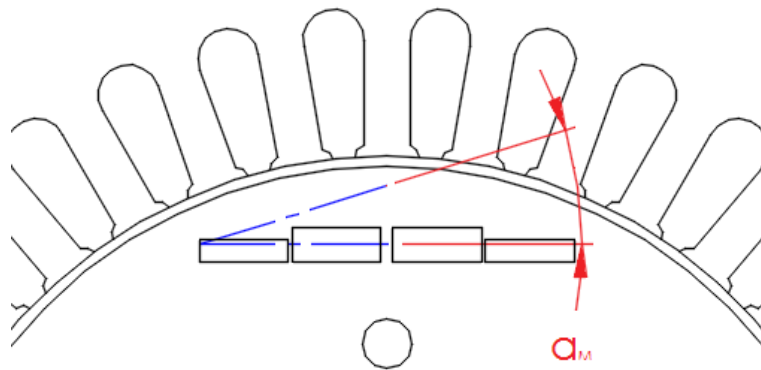
Tab. 52 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – vertikální změna uložení dílčích magnetů stejné výšky v železe)

S _M	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B _δ
	1	5	7	11	13	
[mm]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
38,5	100	22,09	6,12	0	8,42	0,465
40,5	100	21,78	7,94	0	8,95	0,483
42,5	100	21,41	9,82	0	9,22	0,509
44,5	100	21,10	11,43	3,52	8,98	0,537
46,5	100	20,76	12,93	7,40	9,10	0,568

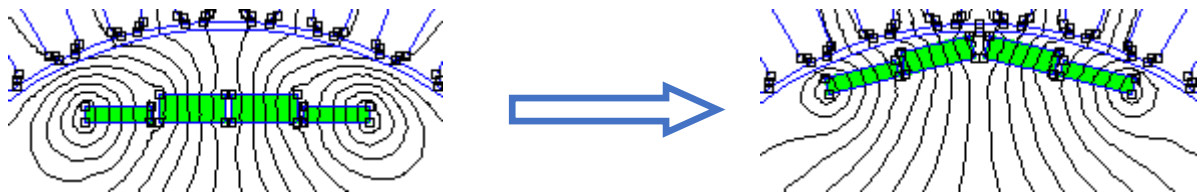
Tab. 53 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav při jmenovitém zatížení – vertikální změna uložení dílčích magnetů stejné výšky v železe)

S _M	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B _δ
	1	5	7	11	13	
[mm]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
38,5	100	4,22	0	1,75	0	0,775
40,5	100	5,56	2,08	0	3,15	0,783
42,5	100	8,30	3,13	0	4,74	0,819
44,5	100	10,46	4,48	0	5,36	0,857
46,5	100	13,92	5,78	0	6,70	0,868

V dalším kroku výzkumu byla pozornost soustředěna na změnu tvaru dílčích paralelních magnetů postupem, jak ukazují obr. 146 a obr. 147. Magnety se postupně natačely k vnějšímu obvodu rotoru, až jejich tvar dosáhl obráceného „V“. Úhel natočení magnetů byl měněn v každém kroku vždy po 1 stupňů, přičemž levý dolní roh levého magnetu a pravý dolní roh pravého magnetu byl pevný – tedy tvořil bod, podle kterého byl magnet natačen. Vertikální pozice uložení, ve které k natačení magnetů docházelo, nabývala hodnoty $|S_m| = 46,5 \text{ mm}$.



Obr. 146 – Princip změny tvaru magnetů (převrácené „V“)



Obr. 147 – Princip změny tvaru magnetů (převrácené „V“)

Jak ukazuje tab. 55, postupné natačení magnetů v tomto případě přineslo negativní změny. Především hodnota amplitudy páté harmonické začala narůstat a od určitého stupně natočení magnetů byl opět identifikován i řád 11. harmonické. S ohledem na komplexní výsledky, jež prezentují tab. 54 a tab. 55, lze usuzovat, že tento směr natačení magnetů nepovede k žádnému optimálnímu řešení, jehož výstupem bude snížení či úplné potlačení amplitudy vybraných lichých harmonických. V neposlední řadě změna podle obr. 147 ani nepřinesla navýšení hodnoty magnetické indukce ve středu vzduchové mezery alespoň na původní hodnotu analyzovaného stroje. Harmonická analýza pro všechny úhly natočení tak potvrdila prakticky slabý nárůst hodnoty amplitudy základní harmonické B_δ .

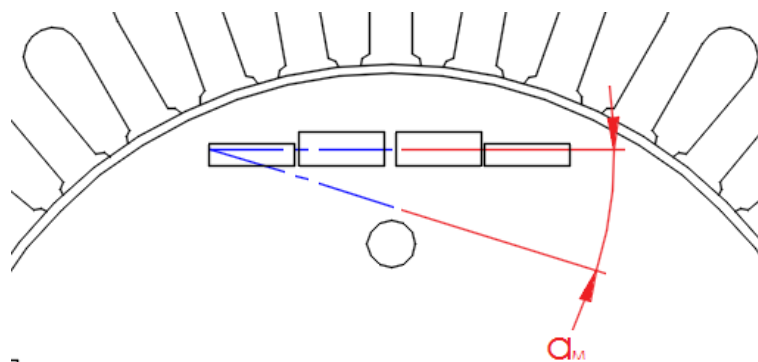
Tab. 54 – Harmonická analýza B_δ – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – model dle obr. 169)

α_M	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
	1	5	7	11	13	
[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
0	100	20,76	12,93	7,40	9,10	0,468
5	100	23,92	12,26	7,74	11,13	0,482
10	100	25,66	11,47	8,19	13,53	0,505
15	100	28,38	10,86	8,52	15,54	0,519
20	100	31,37	10,25	8,77	17,15	0,532

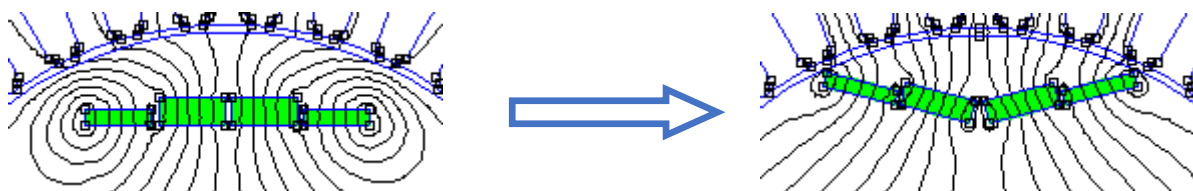
Tab. 55 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – model dle obr. 169)

α_M	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
	1	5	7	11	13	
[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
0	100	9,92	5,78	0	4,70	0,758
5	100	10,87	5,37	1,89	5,54	0,762
10	100	11,82	4,96	3,52	6,37	0,795
15	100	12,74	4,56	4,34	7,23	0,819
20	100	13,70	4,12	5,61	8,04	0,822

V další části výzkumu byly dílčí paralelní magnety natáčeny opačným směrem (viz obr. 148 a obr. 149). Bohužel ani v tomto případě nebyly výsledky příznivější, a to ani na rozdíl od předchozí zkoumané topologie (kap. 3.2.1.3, obr. 109), kde naopak při určitém úhlu tvarů dílčích magnetů byly pozitivní změny patrné. Z tab. 57 však můžeme vidět zejména v případě 11. harmonické nulovou hodnotu amplitudy, a to po celou dobu natáčení, nicméně pokles magnetické indukce je již obecně v případě tohoto výzkumu tak značný, že v dalším kroku pak bude snahou posoudit s využitím metody umělé inteligence (GA FEM), zdali obecně jsme schopni vůbec docílit zlepšení za podmínky, že dodržíme postup definovaný v rámci I. etapy výzkumu (vycházíme pouze ze stávajícího magnetu, resp. z topologie rotoru reálného analyzovaného stroje).



Obr. 148 – Princip změny tvaru magnetů (do tvaru „V“)



Obr. 149 – Princip změny tvaru magnetů (do tvaru „V“)

Tab. 56 – Harmonická analýza B_δ – výstup programu FlexPro 9
(stav „naprázdno“ – model dle obr. 171)

α_M	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
	1	5	7	11	13	
[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
0	100	20,76	12,93	7,40	9,10	0,468
5	100	21,74	10,91	4,82	9,79	0,426
10	100	22,81	8,87	0	10,52	0,392
15	100	23,78	6,78	0	11,31	0,366
20	100	24,82	4,73	0	11,86	0,331

Tab. 57 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9
(stav při jmenovitém zatížení – model dle obr. 171)

α_M	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní harmonické					B_δ
	1	5	7	11	13	
[°]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[T]
0	100	9,92	5,78	0	4,70	0,758
5	100	10,29	4,21	0	4,93	0,746
10	100	10,68	3,92	0	5,21	0,702
15	100	11,04	2,13	0	5,48	0,656
20	100	11,41	1,46	0	5,62	0,631

Výsledky získané užitím GA FEM v tomto případě ukázaly nemožnost dosáhnout alespoň hodnoty $B_\delta = 0,978 \text{ T}$ za podmínky zachování výšky a rozměrů dílčích magnetů a tudíž nemá smysl dále na tento výzkum navazovat. Nejlepšího výsledku bylo dosaženo při hodnotě $B_\delta = 0,814 \text{ T}$ a pochopitelně téměř nulových hodnotách amplitud vybraných lichých harmonických. Úplného odstranění s ohledem na aplikaci magnetických bariér se však nepodařilo dosáhnout.

Výsledky výzkumu (etapa I.) prezentované v této kapitole potvrdily platnost i druhého matematického modelu, tentokrát však založeného na metodě PAM. Aplikací na původní magnet analyzovaného stroje bylo docíleno úplné eliminace všech vybraných lichých harmonických v případě jmenovitého zatížení, avšak tentokrát již za cenu značného poklesu hodnoty B_δ . Vertikální změna uložení v železe včetně tvarové optimalizace magnetů sice potvrdily nárůst hodnoty B_δ , nicméně důsledkem těchto změn byla opětovná identifikace (generování) vybraných lichých harmonických. V neposlední řadě dílčí paralelní magnety neměly v tomto případě již stejnou výšku, na rozdíl od

předchozích výzkumu založených na metodě *SHE PWM*, což bohužel dopomohlo dalšímu výraznému poklesu hodnoty B_δ .

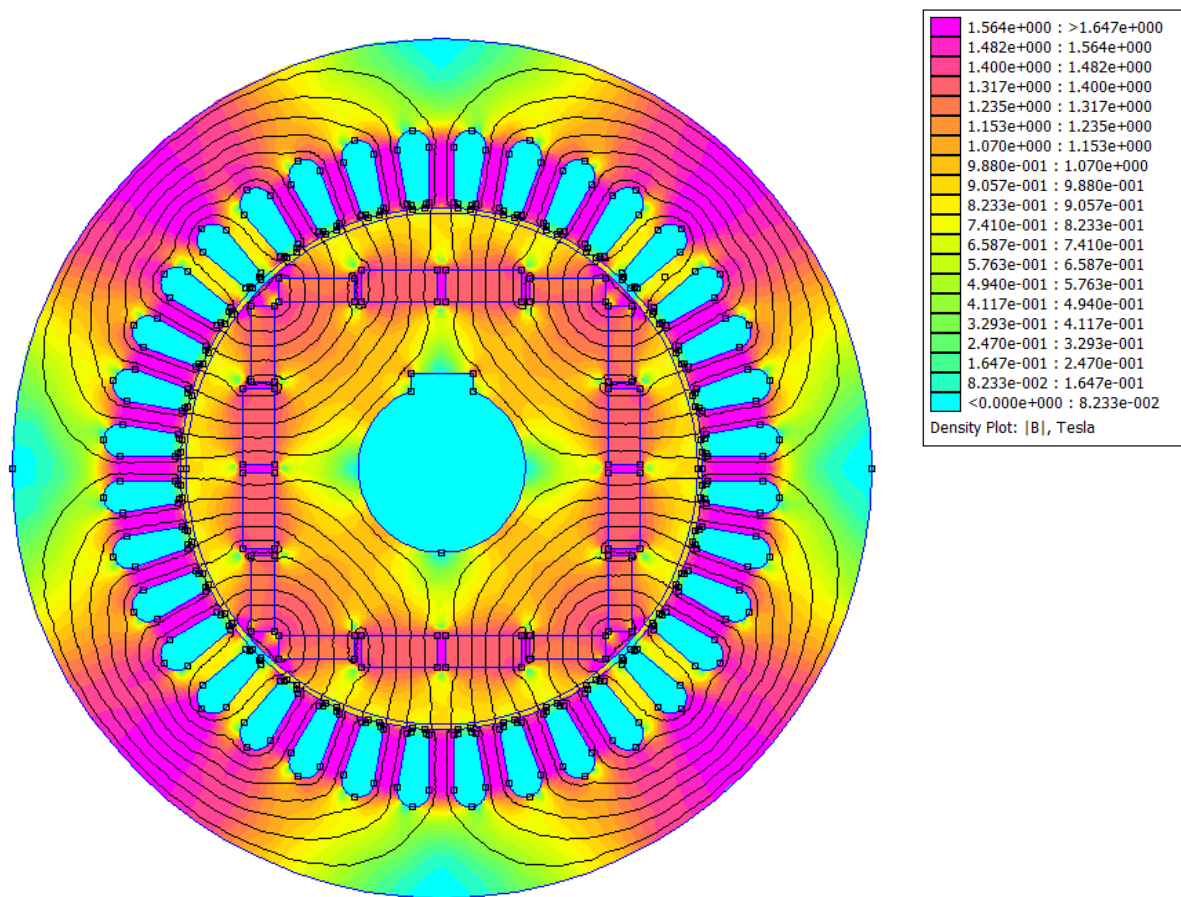
Komplexním zhodnocením výše prezentovaných výsledků ani v tomto případě výzkumu nemůžeme prohlásit za optimální žádný výsledek, neboť ve všech případech rozměrů, tvarů a uložení magnetů včetně aplikace vhodných magnetických bariér nebylo dosaženo optimálních výsledků – tedy hodnoty B_δ , která bude minimálně stejná jako v případě analyzovaného stroje za současně výraznějšího poklesu či úplné eliminace vybraných lichých harmonických oproti modelu analyzovaného (původního) stroje. Celý výzkum probíhal za podmínek konstantních magnetických vlastností permanentních magnetů včetně jejich výšky (výjimku tvoří krajní dílčí paralelní magnety). S užitím metody umělé inteligence (GA FEM) pak bylo za výše uvedených podmínek dosaženo maximální hodnoty $B_\delta = 0,814 \text{ T}$ při současné úplné eliminaci vybraných lichých harmonických, avšak v důsledku to byl i tak neuspokojivý výsledek.

II. etapa výzkumu bude věnována nalezení neoptimálnější topologii rotoru se čtyřmi paralelními vnitřně uloženými magnety na jeden pól. Neoptimálnější topologii rotoru se v tomto případě myslí taková topologie, kdy nalezením nejvhodnějších rozměrů, tvarů a uložení permanentních magnetů v železe při současném zachování jejich materiálových a magnetických vlastností dosáhneme maximální možné hodnoty B_δ při současné maximální eliminaci či úplnému odstranění všech čtyř vybraných lichých harmonických.

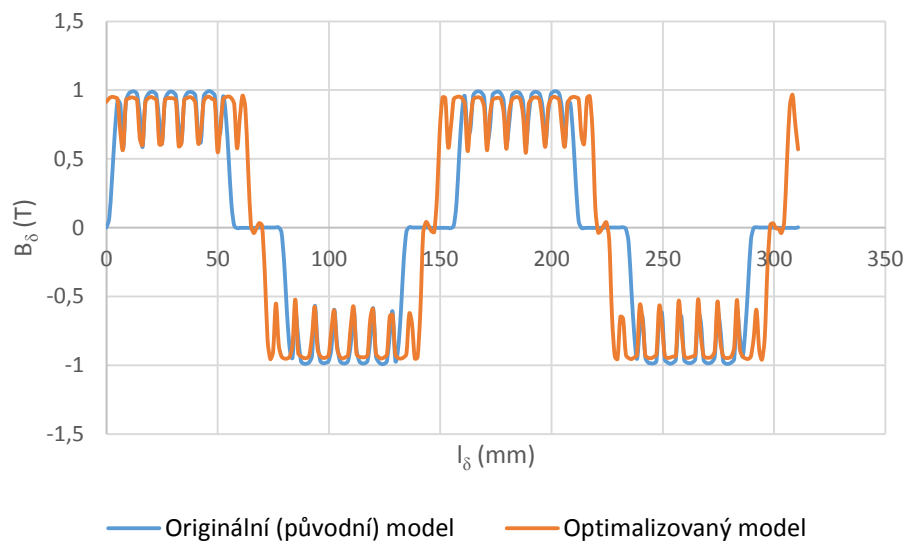
Vlastní algoritmus řešení byl pro tentokrát sestaven tak, kdy jedinými proměnnými parametry byly šířka a současně i výška všech paralelních magnetů a dále pak jejich uložení v železe. Ostatní parametry a vlastnosti stroje včetně materiálových a magnetických vlastností magnetů zůstaly zachovány. Rovněž musela být splněna podmínka vyrobitelnosti optimalizovaného rotoru, což i v tomto případě opět znamená minimální vzdálenost hran či rohů magnetů od vnějšího obvodu rotoru 2 mm a víc. Vlastní simulace GA FEM probíhala na principu změny šířky a uložení PM za současně podmínky $B_\delta \rightarrow \max \wedge B_\delta(h = 5) = 0 \wedge B_\delta(h = 7) = 0 \wedge B_\delta(h = 11) = 0 \wedge B_\delta(h = 13) = 0$. Program tedy neprováděl analytické výpočty, avšak na základě každé změny šířky a uložení magnetů následně numericky analyzoval stroj (FEMM – magnetostatická analýza) a pomocí programu FlexPro 9 (FFT) průběh B_δ , čímž jsme získali několik hodnot B_δ pro několik šířek, výšek a uložení dílčích magnetů. Z této množiny se pak vybírá ta neoptimálnější.

Jak ukazují následující výstupy, výše uvedenému požadavku nejlépe odpovídá pozice uložení v železe $|S_M| = 35 \text{ mm}$ při šířce dílčích magnetů přibližně $w_{M1} = w_{M2} = 14,5 \text{ mm}$. Výška středových dílčích paralelních magnetů narostla cca o necelé dva milimetry a pochopitelně i v tom poměru krajní magnety. Toto bylo nakonec nutné, neboť v případě omezení výšky dílčích magnetů v případě GA FEM simulace byla maximální hodnota dosažena $B_\delta = 0,889 \text{ T}$, což je nevyhovující. Pohledem na tab. 68 můžeme vidět, že žádná z vybraných lichých harmonických nakonec není v základní křivce B_δ identifikována (příloha P22 – stav při jmenovitém zatížení) a současně se podařilo

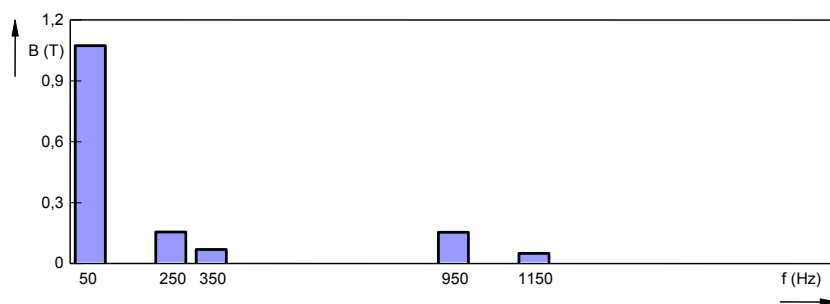
dosáhnout maximální hodnoty $B_{\delta} = 1,072 \text{ T}$, což je v tomto případě hodnota vyšší než v případě analyzovaného stroje. Celý proces probíhal za podmínky minimálního nárůstu výšek dílčích paralelních magnetů a tedy i hodnota výše uvedená této podmínce odpovídá.



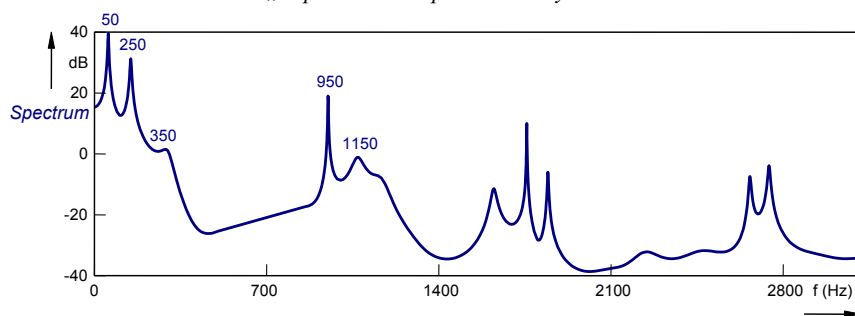
Obr. 150 – Finální model optimalizovaného stroje – stav „naprázdno“



Obr. 151 – Srovnání průběhů magnetických indukcí ve vzduchové mezeře – stav „naprázdno“



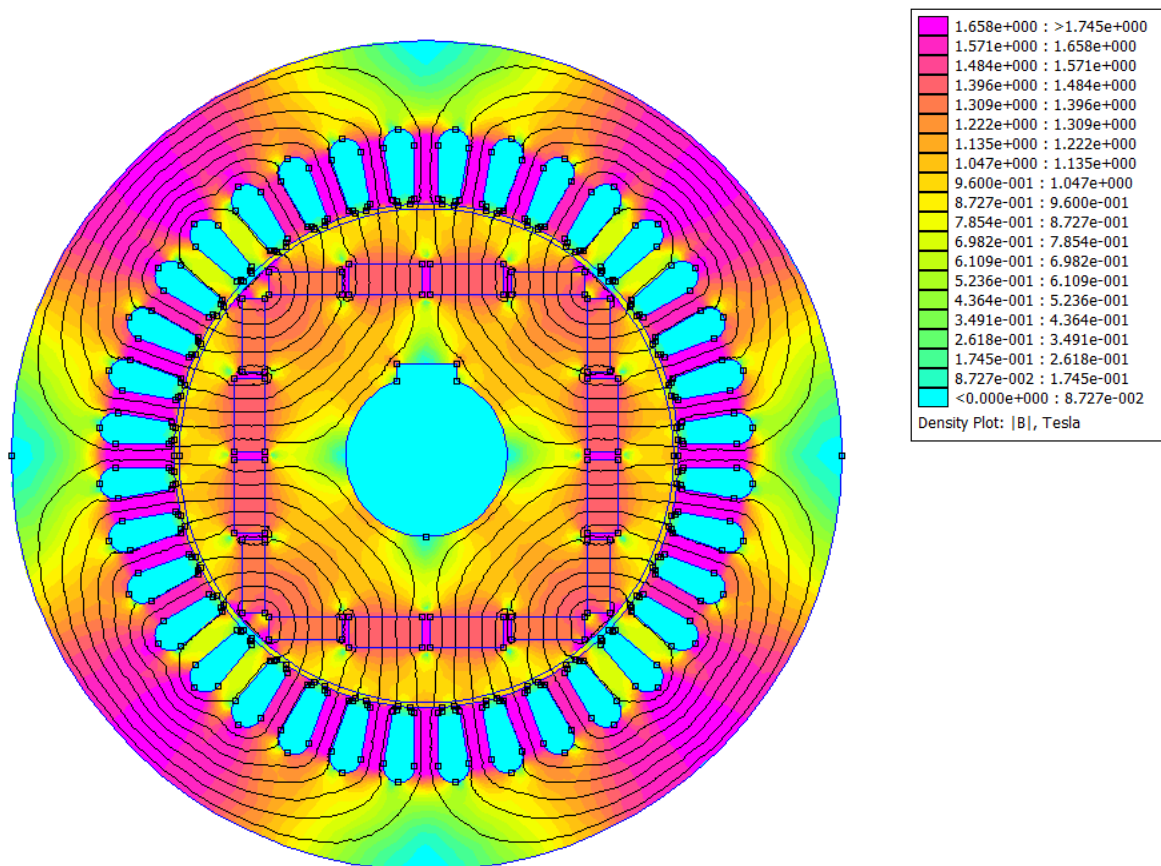
Obr. 152 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“ – optimalizovaný model



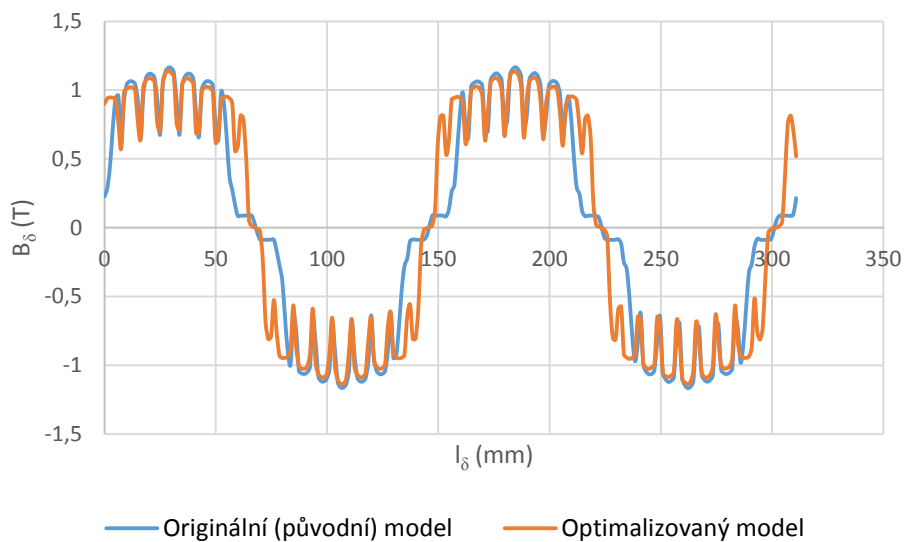
Obr. 153 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav „naprázdno“ – optimalizovaný model

Tab. 58 – Harmonická analýza – výstup programu FlexPro 9 (stav „naprázdno“)

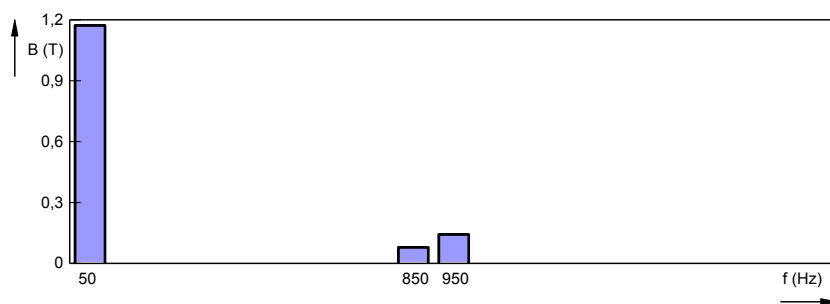
FlexPro 9		
THD = 22,16 %		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	1,072
5	14,45	0,155
7	6,41	0,068
11	0	0
13	0	0



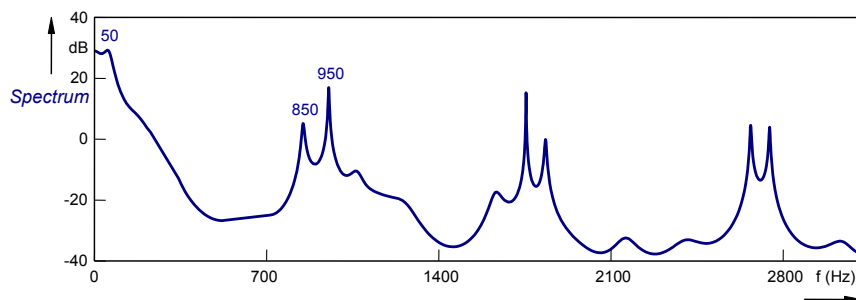
Obr. 154 – Finální model optimalizovaného stroje – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 155 – Srovnání průběhů magnetických indukcí ve vzduchové mezeře – stav při jmenovitém zatížení



Obr. 156 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav při jmenovitém zatížení – optimalizovaný model



Obr. 157 – Spektrum harmonických v základní křivce B_δ – stav při jmenovitém zatížení – optimalizovaný model

Tab. 59 – Harmonická analýza – výstup programu
FlexPro 9 (stav při jmenovitém zatížení)

FlexPro 9		
THD = 11,83 %		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	1,171
5	0	0
7	0	0
11	0	0
13	0	0

V posledním kroku bylo snahou ověřit správnost výše uvedených výsledků získaných numerickým výpočtem (GA FEM). Pohledem na obr. 150 však již můžeme dedukovat, že původní magnet by v tomto případě přesáhl šířku rotoru, což je praktický nesmysl. Proto nelze nyní ověřovat správnost postupem tak, jak uváděly předcházející kapitoly, kdy se vycházelo z hodnot dle tabulky 34, a následným analytickým výpočtem se vypočítaly rozměry dílčích magnetů, které byly dále porovnány s rozměry magnetů získaných simulací GA FEM. Protože v tomto případě již bylo definováno mnohem méně omezení (variabilní nejen šířka, ale i výška apod.), počítač našel optimum, jež prezentuje obr. 150 a tedy jediným možným způsobem, jak ověřit platnost této koncepce je měřením reálném prototypu. Analytický by vycházel původní magnet široký $w_{M1} = 80 \text{ mm}$, což sice nepřesahuje vnější průměr rotoru, avšak magnety by se na krajích vzájemně již překrývaly v železe a proto lze takový výpočet uvažovat pouze teoreticky. Z praktického hlediska byla i samotná GA FEM simulace omezena tak, že magnety v železe se mohly přiblížit k sobě pouze krajními vnitřními rohy, což v důsledku znamená, že program na základě tohoto omezení ani nenabídl tuto možnost ($w_{M1} = 80 \text{ mm}$) při určitém vertikálním uložení v železe.

Zhodnocením výsledků získaných v rámci II. etapy tohoto výzkumu se potvrdil další přínos metod umělé inteligence v optimalizaci synchronního stroje s PM v rotoru, neboť numerický jsme získali optimální výsledek, který bychom však analytickým způsobem těžko hledali, neboť rozměr původního magnetu by v tomto případě překročil hodnoty, které by bránily bezpečnému a spolehlivému uložení v žele (teoretickým pohledem by se magnety – jejich krajní části překrývaly). Vliv této topologie (obr. 154) na ztráty a další vybrané provozní vlastnosti podrobněji rozebere kap. 3.2.3, resp. podrobněji příloha P23 (podkapitola P23.3).

3.2.3 DÍLČÍ ZÁVĚRY A SOUHRNNÉ VÝSLEDKY

Jádro celé práce bylo založené na matematických modelech, sestavených a popsanych pomocí Fourierovy integrální transformace. Výstupy analytických výpočtů získané řešením matematických modelů byly aplikovány na permanentní magnety původního (analyzovaného) I – SMPM a s využitím numerických metod (*FEM*) a programu *FLEXPRO 9* (FFT) byla platnost těchto modelů ověřena. Srovnáním dílčích výsledků (kap. 3.2.1 a kap. 3.2.2) se ukázalo, že ve všech případech společně došlo výše uvedeným postupem vždy k úplné eliminaci vybraných lichých harmonických, ovšem za cenu více či méně výraznějšího poklesu hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ . Dalšími společnými výstupy pak byly změna hodnot amplitud vybraných lichých harmonických či jejich opětovné generování při následných vertikálních a tvarových změnách dílčích magnetů v železe či zavedení magnetických bariér, dále změna hodnot amplitud dalších lichých harmonických (od řádu 17 výše) po aplikování dílčích paralelních magnetů, resp. matematických modelů či následně realizovaných optimalizačních kroků v železe rotoru. Nicméně na druhé straně následně zjistíme, že ve všech případech prezentovaných dílčích výzkumů, resp. jejich výstupů (aplikace SHE PWM, PAM) nebude konečný dopad na ztráty v železe a z toho plynoucí účinnost stejný. Další podrobnosti včetně analytických a numerických výpočtů ukazuje příloha P23.

4. ZÁVĚRY DISERTAČNÍ PRÁCE

Cílem disertační práce bylo především analyzovat vliv změny tvaru, uložení a počtu paralelních magnetů na jeden pól na vybraných provozních vlastnostech. Vybranými provozními vlastnostmi v tomto případě byly hodnota magnetické indukce B_δ ve vzduchové mezeře, obsah vybraných lichých harmonických v základní křivce B_δ a z toho plynoucí ztráty, resp. účinnost generátoru (I – SMPM). Výzkum byl postupně zaměřen na všechny vybrané liché harmonické, tedy ze začátku pouze na lichý řád 5, následně pak 5+7 a v posledním kroku 5+7+11+13, přičemž každý takový dílčí výzkum byl členěn vždy na dvě etapy výzkumu.

I. etapa výzkumu byla primárně zaměřena pouze na stávající magnety, jimiž analyzovaný stroj disponoval (tedy přímá aplikace matematického modelu), v případě II. etapy výzkumu již bylo mimo jiné i využito metody umělé inteligence (GA FEMM) a bylo tedy možno v rámci procesu optimalizace získat jiné rozměry magnetů, než takové, které z části vycházely z rozměru magnetů v rámci I. etapy výzkumu (jednodušeji řečeno, II. etapa výzkumu neměla tolik omezení a bylo tedy možno s využitím výpočetního software nalézt takové optimum, které splní pouze základní podmínky: reálná aplikace magnetů do magnetického obvodu rotoru – magnety musejí být prostorově aplikovatelné s ohledem na nové rozměry; amplitudy vybraných lichých harmonických $B_{\delta,h} = 0$ a v neposlední řadě $B_{\delta,1} \rightarrow \max$).

Matematické modely byly pro všechny 3 případy výzkumu odvozeny, a to z metody *SHE – PWM* (*Selective Harmonic Elimination – Pulse Width Modulation*) a *PAM* (*Pulse Amplitude Modulation*) a následně i aplikovány. Pomocí simulačních programů založených na *MKP (FEMM)* a *FLEXPRO 9 (FFT)* pak byly analyticky získané výstupy ověřeny. Totéž platí i v případech, kdy byly prováděny tvarové a vertikální změny uložení magnetů v železe.

V rámci postupu při zpracování celé disertační práce bylo využito těch nejmodernějších dostupných softwarových (*MKP 2D FEMM*, *FLEXPRO 9*, *MATLAB*, *ADOBE ILLUSTRATOR CS6* apod.) i hardwarových (moderně vybavená zkušebna *Ekovy Electric, a.s.*, technologické vybavení dílen trakčních motoru *Ekovy Electric, a.s.*, moderní vybavení laboratoře elektrických strojů *VŠB – TU Ostrava* apod.) prostředků. Postup práce byl zvolen tak, abychom se v případě numerického modelu přiblížili co nejvíce realitě – tedy k provozním vlastnostem analyzovaného stroje. Na základě této podmínky byly provedeny vybrané analytické výpočty (především charakteristika „naprázdno“, ztráty apod.), dále vybraná měření na analyzovaném stroji (zejména měření „naprázdno“, měření „nakrátko“ a měření zatěžovací charakteristiky – tedy vyhodnocení účinnosti). Výstupy těchto výpočtů a měření pak byly charakteristiky, které byly následně srovnány s charakteristikami získanými pomocí simulace MKP (simulovaná charakteristika „naprázdno“ a „nakrátko“). V případě dobré shody měřených a simulovaných charakteristik pak bylo možno prohlásit, že numerický model je nastaven s co největší přesností a tedy i navazující postupy (výsledky) budou také co nejpřesnější (přiblíží se nejvíce realitě).

Zpětnou vazbu k obsahu vybraných lichých harmonických v základní křivce B_δ včetně skutečné hodnoty základní harmonické B_δ (dále pak i $B_{z_{max}}$ a $B_{j_{max}}$) dával profesionální program *FLEXPRO 9*, který disponoval funkcí *FFT* (*Fast Fourier Transform*). Zde platí, že čím větší je počet vzorků, tím jsou výsledky přesnější. Z tohoto důvodu nebyly ani analytické výpočty prováděny, neboť pro 100 000 vzorků, což je maximum, které lze pomocí programu FEMM získat (na kružnici nakreslené ve středu vzduchové mezery byl sejmut průběh B_δ , následně tento průběh byl převeden do soustavy souřadnic bodů a analyzován) by byly výpočty bez použití počítače nerealizovatelné.

4.1 ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ

Výše uvedené postupy, uplatňované v rámci realizovaných dílčích výzkumů, potvrdily vždy platnost aplikace matematického modelu jen a pouze pro danou vertikální pozici uložení magnetů v železe. Totéž platí i pro jejich tvar – tedy obdélník nebo čtverec. Jakékoliv návazné operace – tedy vertikální posuny magnetů, jejich tvarové změny či změny tvarů skupin dílčích paralelních magnetů byly opětovnou příčinou generování vybraných lichých harmonických, či jen pouze pouhým podnětem ke změně poměrů těchto harmonických.

Negativním důsledkem aplikace matematického modelu na magnety analyzovaného stroje byl ve všech případech pokles hodnoty základní harmonické B_δ , což je z praktického hlediska pochopitelně problém, neboť minimálně řečeno poklesne výstupní výkon generátoru. Zde jsme tedy obdrželi první významnou indicii do praxe, neboť nemá cenu vždy matematický model aplikovat přímo na magnety analyzovaného stroje, protože ne ve všech případech máme pak možnost provést navazující kroky, kterými docílíme k opětovnému navýšení hodnoty B_δ , byť za cenu opětovného generování vybraných lichých harmonických, avšak mnohdy již s nižšími amplitudami. Naopak se zde nabízí postupovat vždy s užitím metod umělé inteligence, neboť jak se ukázalo, je to užitečná nápověda k nalezení optima a šetří především čas strávený nad daným problémem. Proto má tento postup z praktického hlediska mnohem větší smysl a vůbec i význam, neboť z pohledu optimalizačního (záměr maximálně zvýšit účinnost) zaměřením se pouze na eliminaci vybraných lichých harmonických při zachování hodnoty B_δ , nedocílíme tak významných posunů coby do snížení ztrát ve stroji (jedná se řádově jen o wattů pro případ analyzovaného stroje - $k_{h,z}$, $k_{h,j}$), na rozdíl od případů, kdy se i současně soustředíme na navýšení hodnoty základní harmonické B_δ . Zde pak v důsledku nalézáme přínosnější výsledky.

Tab. 60 ukazuje souhrn nejpodstatnějších výsledků, získaných v rámci dílčích výzkumů realizovaných v této práci. Z ní a dále pak i z předchozí kapitoly 3.2.3 je skutečně patrné, že viditelného pokroku se dosáhlo způsobem, kdy se současně zaměřilo nejen na eliminaci vybraných lichých harmonických, ale i na navýšení hodnoty B_δ .

Tab. 60 – Souhrnné závěrečné výsledky – analytické výpočty

Aplikovaný matematický model	Typ výzkumu	Stav modelu	Procentuální obsah liché harmonické vzhledem k základní harmonické [%]					THD	B _{δ,1}	ΔP _{FE} + ΔP _d	ΔP _{cu}	ΔP _{mech}	ΔP _c	η
			1	5	7	11	13	[%]	[T]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]
Bez aplikace	Analyzovaný stroj	Naprázdn	100	19,2	13,46	6,78	4,98	29,89	0,985	N/A				87,04/ 85,9 ¹²
		Jmenovité zatížení	100	17,91	12,14	7,05	4,60	26,34	1,108	144,3	197,8	104,6	446,7	
SHE PWM eliminace 5. harmonické	I. etapa výzkumu	Naprázdn	100	20,53	6,81	0	7,02	28,74	1,046	N/A				87,47
		Jmenovité zatížení	100	6,71	5,05	0	0	20,12	1,278	134,4	197,8	97,68	429,9	
	II. etapa výzkumu	Naprázdn	100	0	5,59	7,47	4,53	23,82	1,025	N/A				87,44
		Jmenovité zatížení	100	0	4,81	5,87	2,99	21,49	1,333	133,4	197,8	99,67	430,9	
SHE PWM eliminace 5. a 7. harmonické	I. etapa výzkumu	Naprázdn	100	24,16	0	0	8,43	N/A	0,912	N/A				87,27
		Jmenovité zatížení	100	5,15	0	0	9,19	N/A	1,098	127,6	197,8	112,0	437,5	
	II. etapa výzkumu	Naprázdn	100	10,55	0	4,83	4,88	20,71	1,056	N/A				87,41
		Jmenovité zatížení	100	0	0	3,86	3,37	17,57	1,162	137,5	197,8	96,74	432,1	
SHE PWM eliminace 5., 7., 11. a 13. harmonické	I. etapa výzkumu	Naprázdn	100	20,76	12,93	7,40	9,10	N/A	0,468	N/A				83,51
		Jmenovité zatížení	100	9,92	5,78	0	4,7	N/A	0,758	177,0	197,8	217,6	592,5	
	II. etapa výzkumu	Naprázdn	100	14,45	6,41	0	0	22,16	1,072	N/A				87,20
		Jmenovité zatížení	100	0	0	0	0	11,83	1,171	147,4	197,8	95,3	440,5	

Ztráty ve vinutí se v podstatě po celou dobu výzkumu nezměnily, neboť ten probíhal vždy při jmenovitém zatížení a tak hodnota proudu 4,7 A zůstala vesměs zachována. Ztráty v železe byly především významně ovlivňovány maximálními hodnotami magnetických indukcí v zubech a ve jhu, dále pak kmitočtem indukovaného napětí. Kmitočet se lišil v závislosti na požadovaných vstupních otáčkách tak, abychom vždy dosáhli požadované hodnoty indukovaného napětí. Ty však byly pro každý dílčí výzkum různé. V návaznosti na to se i pochopitelně měnily mechanické ztráty.

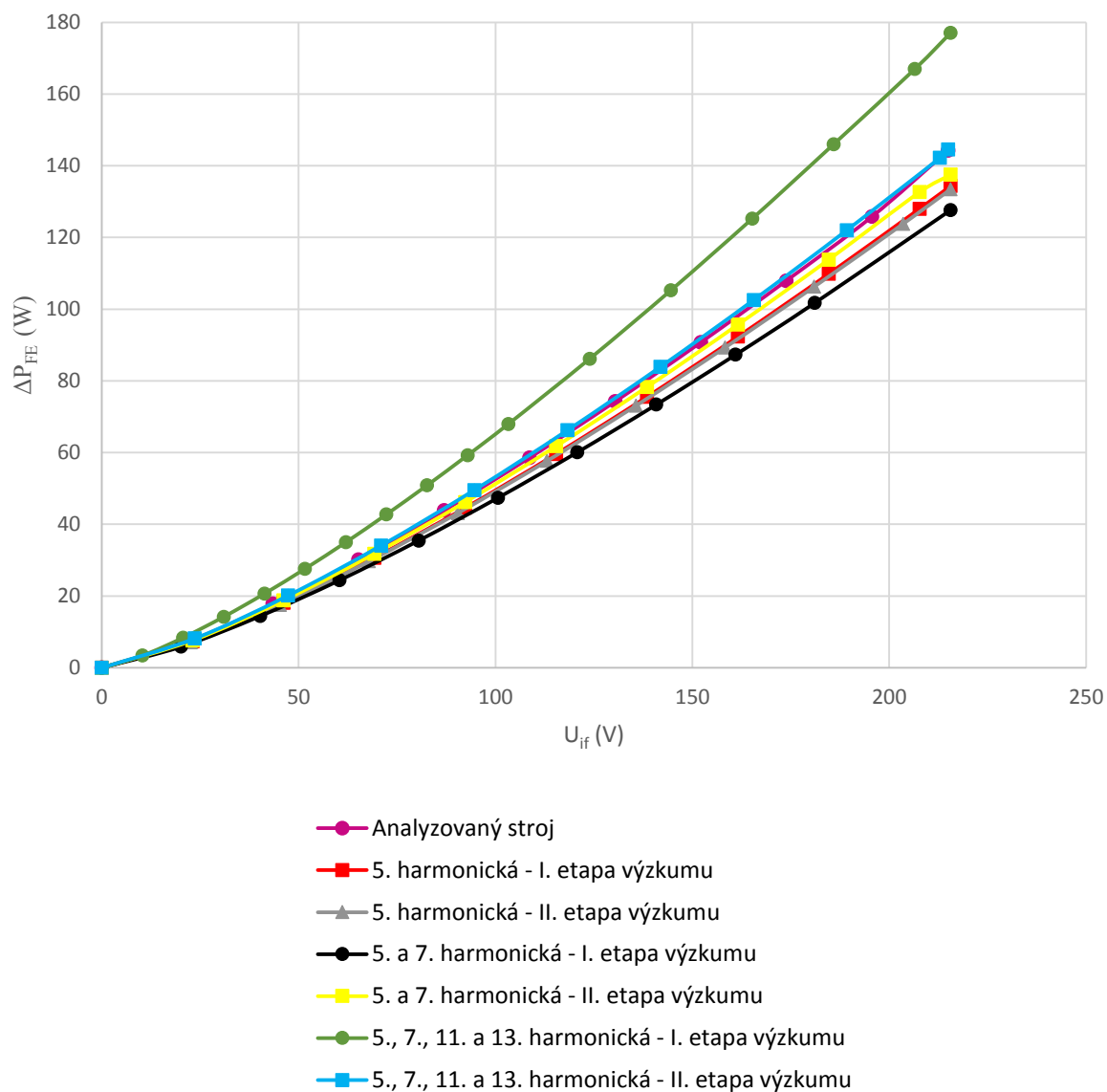
V menším měřítku pak byly ztráty v železe dále ovlivňovány koeficienty $k_{h,z}$ a $k_{h,j}$, jež zohledňovaly vliv lichých harmonických vyšších řádů. Pro lepší přehled následující tabulka ukazuje srovnání ztrát analyzovaného stroje vzhledem k optimalizovaným.

¹² Hodnota získaná měřením.

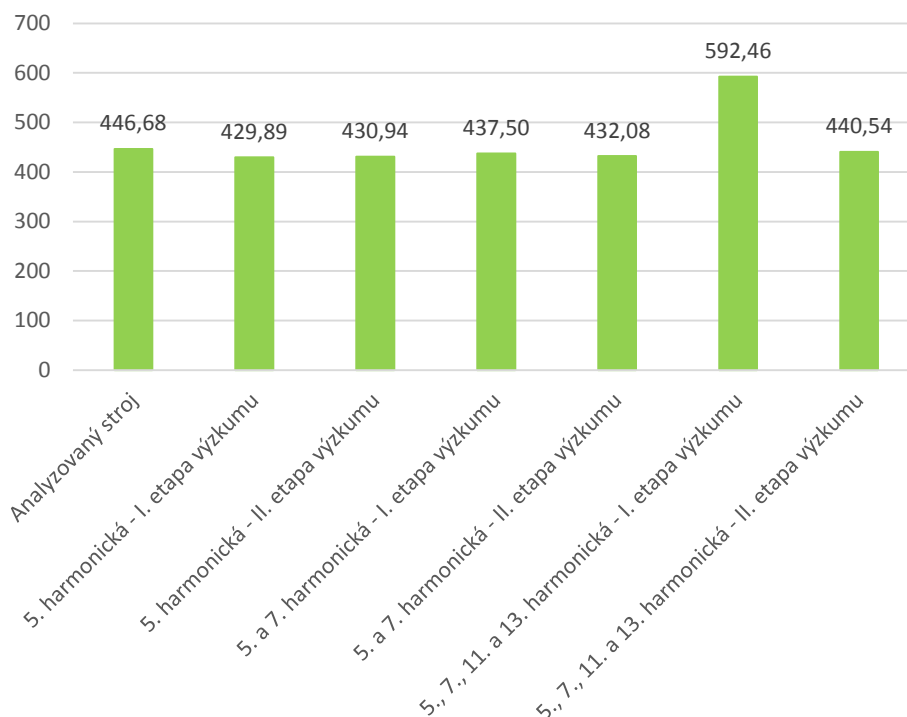
Tab. 61 – Souhrnné závěrečné výsledky – ztráty a účinnost¹³ - analytické výpočty

Analytický získané hodnoty							
Aplikovaný matematický model	Typ výzkumu	Ztráty v železe	Rozdíl ztrát $\Delta P_{FE} + \Delta P_d$ oproti analyzovanému stroji	Mechanické ztráty	Rozdíl mechanických ztrát oproti analyzovanému stroji	Účinnost	Rozdíl účinností oproti analyzovanému stroji
		ΔP_{FE}	$\Delta P_{FE} + \Delta P_d$	ΔP_{mech}	ΔP_{mech}	η	η
		[W]	[W]	[W]	[W]	[%]	[%]
Bez aplikace	Analyzovaný stroj	144,27	0	104,57	0	87,04	0
SHE PWM eliminace 5. harmonické	I. etapa výzkumu	134,37	-9,90	97,68	-6,92	87,47	+0,43
	II. etapa výzkumu	133,43	-10,84	99,67	-4,93	87,44	+0,40
SHE PWM eliminace 5. a 7. harmonické	I. etapa výzkumu	127,63	-16,64	112,03	+7,43	87,27	+0,23
	II. etapa výzkumu	137,50	-6,77	96,74	-7,86	87,41	+0,37
SHE PWM eliminace 5., 7., 11. a 13. harmonické	I. etapa výzkumu	177,04	+32,77	217,58	+112,98	83,51	-3,53
	II. etapa výzkumu	147,40	+3,13	95,30	-9,30	87,20	+0,16

¹³ **Ztráty v železe:** znaménko „-“ udává pokles (snížení) ztrát (v důsledku pozitivní výsledek), znaménko „+“ udává nárůst ztrát vzhledem k analyzovanému stroji (v důsledku negativní výsledek); **Mechanické ztráty:** znaménko „-“ udává pokles (snížení) ztrát (v důsledku pozitivní výsledek), znaménko „+“ udává nárůst ztrát vzhledem k analyzovanému stroji (v důsledku negativní výsledek); **Účinnost:** „+“ zlepšení účinnosti, „-“ zhoršení účinnosti.



Obr. 158 – Srovnání závislosti ztrát v železe na indukovaném napětí (analytický výpočet) [74]



Obr. 159 – Srovnání celkových ztrát – analytický výpočet (jmenovité zatížení) [74]

Z tab. 61 je patrné, že nejlepších výsledků se dosáhlo vesměs v rámci druhých etap výzkumu, kdy se podařilo dosáhnout takových vzájemných poměrů vybraných veličin ($B_{z,max}$, $B_{j,max}$, f_n , $k_{h,z}$, $k_{h,j}$), až to nakonec vedlo ke snížení celkových ztrát, resp. ke zlepšení účinnosti. Nejprínosnější výsledky coby do zlepšení účinnosti jsou pak zvýrazněny červeně (tab. 61). Vybraný model (dle tab. 61 model dle matematického modelu SHE – PWM eliminace 5. a 7. harmonické) byl následně realizován (Příloha P24 – Návrh a realizace optimalizovaného stroje) a měřením ověřeny výstupy. Čtenář se však může pozastavit nad tím, proč nejsou samostatně srovnány vlivy koeficientů $k_{h,z}$ a $k_{h,j}$ na ztráty v železe. Správné srovnání by bylo možné při konstantních hodnotách $B_{z,max}$ a $B_{j,max}$, včetně dalších, vyskytujících se ve vztahu (P33), nicméně v rámci optimalizačních procesů došlo vždy k pohybu hodnoty B_δ a vzhledem k novému vertikálnímu uložení magnetů v železe se i vždy analogicky změnily poměry $B_{z,max}$ a $B_{j,max}$, což v důsledku znemožňuje výše uvedené srovnání ztrát v železe.

V případě teoretické úvahy (tab. 62), kdy se podaří zvýšit účinnost pouhou úplnou eliminací vybraných lichých harmonických (tedy $k_{h,z} = 1$, $k_{h,j} = 1$), avšak ostatní hodnoty ve vztahu (P33) zůstanou shodné s hodnotami analyzovaného stroje, obdržíme celkovou úsporu ztrát $\Delta P_{FE} + \Delta P_d = 16,4 \text{ W}$. Pochopitelně ztráty mechanické se nemění, neboť kmitočet indukovaného napětí vázaný mechanickou rychlostí je stejný jako v případě analyzovaného stroje. Pohledem na následující tabulku můžeme vidět, že je to nejvýznamnější rozdíl (snížení ztrát v magnetickém obvodu), nicméně přičtením ztrát mechanických můžeme vidět, že se prakticky ve většině případů dostáváme k téměř stejným výsledkům (vyznačeno modře). Dá se tedy předpokládat, že v případě, kdy bude existovat

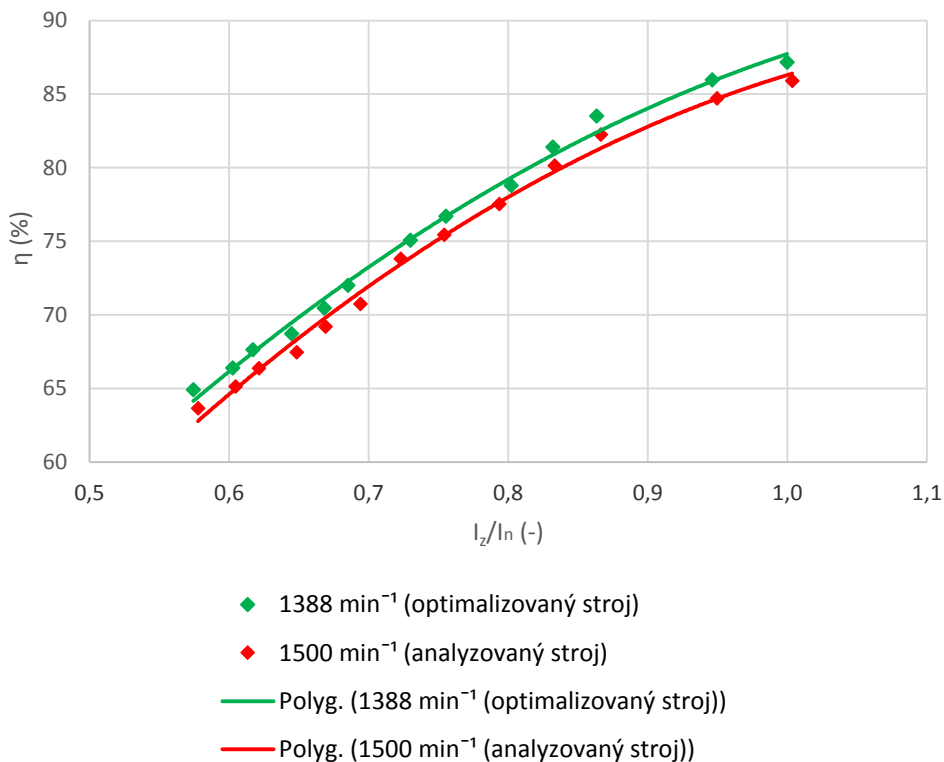
takový počet paralelních magnetů, jejich vhodné uložení a tvar (výzkum s plným využitím metod umělé inteligence), jimiž docílíme úplné eliminace vybraných lichých harmonických v B_δ při jmenovitém zatížení a současně hodnoty ($B_{z,max}$, $B_{j,max}$, f_n) budou muset být zachované (stejně hodnoty, jako analyzovaný stroj), obdržíme hodnoty ztrát podobné jako v případě většiny dílčích výzkumů v rámci této práce realizovaných (v rámci procesu eliminace vybraných lichých harmonických se měnily i poměry $B_{z,max}$, $B_{j,max}$, f_n).

Tab. 62 – Srovnání ztrát – vliv koeficientů $k_{h,z}$ a $k_{h,j}$

Analytický získané hodnoty							
Aplikovaný matematický model	Typ výzkumu	Celkové ztráty	Ztráty v železe včetně ztrát dodatečných	Ztráty v železe (teoretický případ zachování všech hodnot ve vztahu (P30) v rámci optimalizace a současně $k_{h,z}$ a $k_{h,j} = 1$)	Rozdíl ztrát v železe vzhledem k analyzovanému stroji	Mechanické ztráty	Výsledné ztráty Součet ($\Delta P_{FE} + \Delta P_{mech}$)
		ΔP_c	$\Delta P_{FE} + \Delta P_d$	$\Delta P_{FE} + \Delta P_d$	ΔP_{FE}	ΔP_{mech}	$\Delta P_{FE} + \Delta P_{mech}$
		[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]
	Analyzovaný stroj	446,68	144,3	127,89	16,4	104,6	232,5
SHE PWM eliminace 5. harmonické	I. etapa výzkumu	429,89	134,4	-	9,87	97,68	232,1
	II. etapa výzkumu	430,94	133,4	-	10,87	99,67	233,1
SHE PWM eliminace 5. a 7. harmonické	I. etapa výzkumu	437,50	127,6	-	16,67	112	239,6
	II. etapa výzkumu	432,08	137,5	-	6,77	96,74	234,2
SHE PWM eliminace 5., 7., 11. a 13. harmonické	I. etapa výzkumu	592,46	177,0	-	-32,73	217,6	394,6
	II. etapa výzkumu	440,54	147,4	-	-3,13	95,3	242,7

Závěrem lze souhrnně prohlásit, že metody v této práci prezentované a na permanentní magnety synchronního stroje aplikované skutečně vedou ke změnám (resp. ovlivnění) vybraných provozních vlastností (obsah lichých harmonických v B_δ , účinnost, ztráty apod.), avšak je vhodnější postupovat způsobem (II. etapa výzkumů), kdy nalezneme optimální poměry veličin $B_{z,max}$, $B_{j,max}$, f_n při hodnotách koeficientů $k_{h,z}$ a $k_{h,j}$ rovno 1, jež společně povedou k maximálnímu snížení celkových ztrát (resp. maximální zvýšení účinnosti) ve stroji a současně i můžeme ovlivnit vertikální pozici uložení magnetů v železe (např. požadavek na reluktanční moment, přetížitelnost apod.).

Pro lepší přehled je pak samotný závěr výzkumu doplněn o obr. 160 (podrobně příloha P25), který ukazuje srovnání průběhu účinnosti analyzovaného a optimalizovaného stroje. Jak můžeme vidět, měření zatěžovacích charakteristik nárůst účinnosti potvrdilo.



Obr. 160 – Srovnání průběhu účinnosti analyzovaného a optimalizovaného stroje [74]

4.2 SPLNĚNÍ CÍLŮ

Disertační práce zasahuje svým zaměřením do oblasti stavby synchronního stroje s permanentními magnety v železe rotoru. Dominantou bylo analyzovat vliv změny tvaru, uložení a počtu paralelních magnetů na jeden pól v závislosti na vybraných provozních vlastnostech a posoudit tak možnost zlepšení vybraných provozních vlastností aplikací vhodné konfigurace magnetů na jeden pól, resp. nové topologie rotoru. Vybraný FEM model, jež byl prohlášen za optimální, byl v závěru doplněn elektromagnetickým návrhem včetně oteplení, resp. ventilačních výpočtů. Na základě těchto podkladů bylo možno navrhnout, resp. realizovat optimalizovaný stroj a měřeními tak ověřit vybrané výstupy (vybrané provozní vlastnosti). Teze disertační práce byly proto splněny a odkazy jsou pro úplnost následující

1. Přehled analýz ztrát (zvyšování účinnosti) v synchronních strojích s permanentními magnety – viz příloha P1 (podkapitola P1.4),

2. *Analýza vlivu změny tvaru, uložení a počtu paralelních magnetů na jeden pól na provozních vlastnostech, matematický popis problému (výzkum nejvhodnější konfigurace s ohledem na eliminaci lichých harmonických v základní křivce průběhu magnetické indukce ve středu vzduchové mezery z pohledu amplitudy, snížení ztrát apod.) – viz kapitola 3.2,*
3. *Optimalizace konfigurace paralelních magnetů na jeden pól s ohledem na zlepšení vybraných provozních vlastností – viz kapitola 3.2,*
4. *Komplexní návrh SMPM s paralelními magnety na jeden pól s ohledem na zlepšení vybraných provozních vlastností – viz příloha P24,*
5. *Verifikace navržených postupů měřením na reálném prototypu – viz příloha P25.*

Z tezí disertační práce byly definovány podrobnější cíle disertační práce, které současně značily i uspořádání disertační práce

- 1) Analýza současného stavu řešené problematiky – shrnutí možnosti provedení a uspořádání synchronních strojů s permanentními magnety, seřazení dostupné literatury v této oblasti – *viz příloha P1,*
- 2) Analýza vybraných provozních vlastností původního I – SMPM analytickými výpočty a měřením – *viz kapitola 3.1.1 a 3.1.2,*
- 3) Sestavit FEM model I – SMPM odpovídající geometrii a provozním vlastnostem původního I – SMPM, porovnat výstupy modelu (magnetostatická analýza – charakteristika „naprázdno“, „nakrátko“ apod.) s výsledky měření na původním SMPM (ověření přesnosti modelu) – *viz kapitola 3.1.3.1,*
- 4) Analýza vybraných provozních vlastností původního stroje (modelu) pomocí magnetostatické analýzy, analýza vybraných lichých prostorových harmonických vyšších řádů v základní křivce průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ – *viz kapitola 3.1.3.2,*
- 5) Matematický popis problému (odvození a sestavení matematického modelu pro účel jednoznačné volby vhodného počtu a rozměrů paralelních permanentních magnetů na jeden pól včetně šířky mezer mezi nimi – *viz kapitola 3.2.1.1 a 3.2.2.1,*
- 6) Sestavit FEM model s paralelními permanentními magnety na jeden pól (výstup bodu 5); provést výzkum, jehož výstupem bude nalezení nejvhodnějšího uspořádání, uložení a tvaru paralelních magnetů na jeden pól s ohledem na zlepšení vybraných provozních vlastností

- (eliminace lichých harmonických z pohledu jejich amplitudy) – viz kapitola 3.2.1.2, 3.2.1.3 a 3.2.2.2,
- 7) Analyticky (početně) ověřit, zdali nová topologie rotoru vede ke snížení ztrát v železe, analyticky vyhodnotit novou předpokládanou účinnost – viz příloha P23,
 - 8) Provést optimalizaci vybraných provozních vlastností I – SMPM aplikací paralelních magnetů na jeden pól s ohledem na výstupy a závěry podle bodu 7 – viz kapitola 3.2,
 - 9) Návrh a realizace nového synchronního stroje s paralelními magnety na jeden pól (prototyp I – SMPM), verifikovat navržené postupy (měření ověřit zlepšení vybraných provozních vlastností – tedy snížení ztrát v železe a zvýšení účinnosti) – viz příloha P24 a P25.

4.3 ANALÝZA PŘÍNOSU PRÁCE PRO VĚDU A PRAXI

Přínosy pro vědu lze shrnout v následujících bodech

1. Byl ukázán postup, který lze aplikovat vždy v případě tvorby MKP modelu tak, abychom se v rámci simulací co nejvíce přiblížili realitě a mohli prohlásit, že model se až na malé odchylky chová stejně jako analyzovaný stroj a tudíž lze postup práce prohlásit za správný (výpočet vybraných charakteristik a vlastností, měření vybraných charakteristik a provozních vlastností a následné srovnání shody s výstupy MKP modelu – především charakteristiky „naprázdno“ a „nakrátko“). V návaznosti na výše uvedené skutečnosti pak lze předpokládat, že jakékoliv změny v rámci MKP modelu (geometrie, materiálové vlastností apod.), jež se projeví jako výstup simulace, se projeví i na reálném stroji, který bude následně přesně realizován, pochopitelně i s ohledem na změny MKP modelu.
2. Byla odvozena, zpracována a následně i aplikována metoda na permanentní magnety synchronního stroje, vycházející z principu $SHE - PWM$ a PAM , na základě které je možné přesně stanovit nejvhodnější rozměry dílčích paralelních magnetů na jeden pól, jsou – li aplikovány či přímo v rámci procesu optimalizace má být jeden magnet rozdělen na dílčí paralelní, vždy s ohledem na eliminaci vybraných lichých harmonických v B_δ .
3. Byla zpracována metoda, jejímž důsledkem jsou mimo jiné i mezery mezi dílčími paralelními magnety, umožňující instalování tyčí amortizéru, vyžaduje-li se jeho aplikace.
4. Byl ukázán jeden z možných postupů analýzy ztrát ve stroji s plným využitím analytických a numerických výpočtů, resp. simulací (detailní analýza průběhu magnetické indukce v různých částech stroje – analýza v příčném řezu pomocí moderní výpočtové metody MKP), pochopitelně i s ohledem na vliv harmonických vyšších řádů na ztráty v železe stroje.
5. Bylo ukázáno, že aplikace paralelních magnetů na jeden pól, jejich vertikální změna uložení, tvarová změna či zavedení magnetických bariér, vždy ovlivní vybrané provozní vlastnosti – zejména obsah lichých harmonických v křivce B_δ včetně její samotné hodnoty.

6. Byla zpracována metoda, která ukázala bezvýznamnost zaměřit se v rámci procesu optimalizace pouze na jednu vybranou provozní vlastnost. Ukázalo se, že má naopak význam zaměřit se na více vybraných provozních vlastností současně tak, aby došlo k maximálnímu možnému zlepšení vybraných provozních vlastností – tedy snížení ztrát, zvýšení účinnosti. Výbornou pomůckou byla v tomto případě aplikovaná metoda umělé inteligence.

Přínosy pro praxi lze shrnout v následujících bodech

1. Byla provedena optimalizace synchronního stroje s permanentními magnety v železe rotoru s ohledem na účinnost. Byla navržena metoda, na základě které byly provedeny konstrukční úpravy rotoru, vedoucí k zlepšení vybraných provozních vlastností.
2. Byl proveden návrh synchronního generátoru s permanentními magnety a realizována analýza jeho vybraných provozních vlastností.
3. Byl sestaven MKP model, ověřený měřením a analytickými výpočty. Tento model byl použit na podrobnou analýzu průběhu magnetické indukce v různých částech stroje. Následně výstupy posloužily pro navazující analýzu vybraných lichých harmonických vyšších řádů (*FFT*).
4. Byla provedena analýza ztrát ve stroji vytvářených mimo jiné i důsledkem působení vybraných lichých harmonických v magnetickém obvodu. Výsledky ukázaly vysokou přesnost 2D MKP modelu, s ohledem na výsledky získané měřením na reálném stroji (vybrané provozní vlastnosti)

4.4 MOŽNOSTI ROZŠÍŘENÍ

Doporučený směr další práce lze shrnout v následujících bodech

1. Aplikovat výzkum na jiné vybrané topologie synchronních strojů s permanentními magnety, (s ohledem na technologické možnosti následné výroby prototypů), analyzovat vliv změny tvaru, uložení a počtu paralelních magnetů na jeden pól, ověřit platnost matematických modelů.
2. Analyzovat vybrané provozní vlastnosti stroje s paralelními magnety v motorickém chodu – napájení ze sinusového zdroje vs. napájení z polovodičového měniče – střídače.
3. Srovnání vybraných provozních vlastností strojů s paralelními magnety na jeden pól s ohledem na různé aplikované materiálové změny (změny materiálů magnetů a plechů), aplikovat různé typy statorových vinutí včetně dvouvrstvého (srovnat vliv zkrácení či prodloužení kroku na obsah vybraných lichých harmonických vs. aplikace paralelních magnetů na jeden pól při zachování statorového dvouvrstvého vinutí – tedy bez zásahu do kroku vinutí s ohledem na eliminaci vybraných lichých harmonických).



4. Pro účel optimalizace výrobních procesů s maximálním využitím metod umělé inteligence (MUM) provést výzkum, jehož výstupem bude profesionální program určený projektantům synchronních strojů. S ohledem na vstupní požadavky zvolit nejvhodnější algoritmus MUM tak, abychom v co nejkratším možném výpočtovém čase dosáhli maximální účinnosti stroje a současně zvolili nejvhodnější počet, rozměry, tvar, materiál a uložení dílčích paralelních magnetů, včetně aplikace rozběhové klece (nalézt optimální uložení tyčí amortizéru s využitím mezer mezi dílčími paralelními magnety).

LITERATURA

- [1] CHMELÍK, K. *Asynchronní a synchronní elektrické stroje*. 1. vyd. Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava: Ediční středisko VŠB, 2002. 136 s. ISBN 80-248-0025-X.
- [2] BLAHA, J. *Návrh synchronního stroje s permanentními magnety*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 74 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
- [3] MA, L., SANADA, M., MORIMOTO, S., TAKEDA, Y. *Iron Loss Prediction Considering The Rotational Field And Flux Density Harmonics in I-PMSM and SynRM*. IEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 150, p. 747 – 751. Nov. 2003.
- [4] GAIZKA, A., JAVIER, P., MIGUEL, R., ANTONIO, G. *Analytic Model of a PMSM Considering Spatial Harmonics*. Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008. International Symposium on 11. – 13. 6. 2008. p. 603 – 608, June 2003.
- [5] GIERAS, F. J., WING, M. *Permanent magnet motor technology*. 2nd ed. CRC Press, 2002. p. 616. ISBN 0824707397.
- [6] HRABOVCOVÁ, V., JANOUŠEK, L., RAFAJDUS, P., LIČKO, M. *Moderné elektrické stroje*. 1. vyd. Žilinská univerzita v Žilině: EDIS – Ediční středisko ŽU, 2001. 254 s. ISBN 80-7100-809-5.
- [7] GIERAS, F. J., WING, M. *Permanent Magnet Motor Technology*, 3rd ed. CRC Press, 2009. p. 608. ISBN 1420064401.
- [8] PYRHONEN, J., JOKINEN, T., HRABOVCOVÁ, V. *Design Of Rotating Electrical Machines*. 1st ed. John Wiley&Sons Ltd., 2009. p. 538. ISBN 0470695161.
- [9] PYRHONEN, J., JOKINEN, T., HRABOVCOVÁ, V. *Design of Rotating Electrical Machines*. 2nd ed. John Wiley&Sons Ltd., 2014. p. 612. ISBN 1118581571.
- [10] HANSELMAN, D. *Brushless motors: Magnetic Design, Performance And Control of Brushless DC and Permanent Magnet Synchronous Motors*. 1st ed. E-Man Press LLC, 2012. p. 656. ISBN 0982692617.
- [11] KIYOUMARSI, A., HANITSCH, R. *Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors: Optimal Shape Design, Construction And Testing*. 1st ed. LAP LAMBERT Academic Publishing, 2011. p. 96. ISBN 3843392676.
- [12] Vlastní zdroj – výstup programu Microsoft Excel
- [13] SEKERÁK, P., HRABOVCOVÁ, V., KALAMEN, L., RAFAJDUS, P. *Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Parameters Identification*. Ve zborníku z 18. ročníku mezinárodní konference International Symposium on Electric Machinery – ISEM 2010, Praha, Česká Republika, 2010, str. 107 – 116. ISBN 978-80-01-04621-0.
- [14] Vlastní zdroj – výstup programu SolidWorks 2013
- [15] YAMAZAKI, K., FUKUSHIMA, N. *Iron loss model for rotating machines using direct eddy current analysis in electrical steel sheets*, IEEE Trans. on Energy Conversion, 2010. ISSN 0885-8969 – b.



- [16] ZHAO, N., ZHU, Z. Q., LIU, W. *Rotor Eddy Current Loss Calculation and Thermal Analysis of Permanent Magnet Motor and Generator*, IEEE Trans. on Magnetics, 2011. ISSN 0018-9464.
- [17] LASKARIS, K. I., KLADAS, A. G.: *Permanent-magnet shape optimization on synchronous motor performance*, IEEE Trans. Industrial Electronics, 2011. ISSN 0279-0046.
- [18] DORREL, D. G., POPESCU, M., EVANS, L., STATON, D. A., KNIGHT, A. M. *Comparison Of Permanent Magnet Drive Motor With a Cage Induction Motor Design For a Hybrid Electric Vehicle*, Internatioanl Conference Power Electronics Conference (IPEC), 2010, str. 1807-1813.
- [19] KURIHARA, KAZUMI. *Steady-State and Transient Performance Analysis of Permanent-Magnet Machines Using Time-Stepping Finite Element Technique*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on (Volume: 57 , Issue: 1), 2010. p. 44 – 51. ISSN 0278-0046.
- [20] HÖLL, J. *Vysokomomentové elektromotory pro pohony nezávislé trakce v oboru manipulační techniky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 108 s. Vedoucí dizertační práce doc. Dr. Ing. Hana Kuchyňková.
- [21] WESCHTA, A. *Entwurf und Eigenschaften permanenterregter Synchron-servomotoren*. Disertační práce. Nürnberg: Universität Erlangen – Nürnberg, 1983. 168 s. Germany.
- [22] GUNDOGDU, T., KOMURGOZ, G. *Design of Permanent Magnet Machines with Different Rotor Type*. World Academy of Science, Engineering and Technology, 2010. p. 443 – 448. Vol: 4 2010-10-29.
- [23] FINKEN, T., HOMBITZER, M., HAMEYER, K. *Study and Comparison of several Permanent-Magnet excited Rotor Types regarding their Applicability in Electric Vehicles*. Emobility - Electrical Power Train, 2010. p. 1 – 7. ISBN 978-1-4244-8410-2.
- [24] Národní a mezinárodní elektronické odborné publikace, [online]. Dostupné z: <http://books.google.com/>
- [25] Elektronické odborné knihy, [online]. Dostupné z: <http://www.sciencedirect.com/>
- [26] Elektronické odborné knihy, [online]. Dostupné z: <http://app.knovel.com/web/>
- [27] Elektronické odborné knihy, [online]. Dostupné z: <http://onlinelibrary.wiley.com/browse/publications?type=book&activeLetter=>
- [28] Bibliografické báze dat, [online]. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/home.jsp>
- [29] Bibliografické báze dat, [online]. Dostupné z: <https://webofknowledge.com>
- [30] Bibliografické báze dat, [online]. Dostupné z: <http://www.scopus.com/home.url>
- [31] HENDERSHOT, J. R., MILLER, T. *Design of brushless permanent-magnet motors*. 2nd ed. Oxford: Magna physics publishing and clarendon press, 2006. p. 822. ISBN 0984068708.
- [32] HOLL, J. *Attainable torque density of the SMPM and ASM*. In proceedings of the “Elektromotoren koloqium 2007”, JULI Motorenwerk, p. 21 – 30, Moravany, Czech Republic, 2007.
- [33] FILKA, R., BALAZOVIC, P., DOBRUCKÝ, B. *A Seamless Whole Speed Range Control of Interior PM Synchronous Machine without Position Transducer*. PCIM 2006, Norimberk. P. 1008 – 1014. German, 2006.



- [34] MERRIL, FW. *Permanent Magnet Excited Synchronous Motors*. AIEE Trans 72 Part III (June): 581–585, 1953.
- [35] JAHNS, TM., KLIMAN, GB., NEUMANN, TW. *Interior PM Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives*. IEEE Trans on IA 22(4):738–747, 1986.
- [36] FINKEN, T., HOMBITZER, M., HAMEYER, K. *Study and Comparison of Several Permanent-Magnet Excited Rotor Types Regarding their Applicability in Electric Vehicles*. Emobility-Electric Power Train, pp. 1-7, Nov. 2010.
- [37] MURAKAMI, H., HONDA, Y., KIRIYAMA, H., MORIMOTO, S., TAKEDA, Y. *The Performance Comparison of SPMSM, IPMSM and SynRM in Use as Air-Conditioning Compressor*. In Conference Rec. the 34th IAS Annual Meeting, vol. 2, pp. 840-845, Oct. 1999.
- [38] CHANG, HA LEE., JEONG, HEE PARK., YONG, SUN PARK., HYUCK, ROUL KWON., JUNG, PYO HONG., SUNG, IL KIM., TAE, GEUN LEE. *Rotor for an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor*. Patent US20110012464 A1 Jan 20, 2011.
- [39] AIMENG, W., YIHUA, J., SOONG, W. L. *Comparison of Five Topologies for an Interior Permanent Magnet Machine for a Hybrid Electric Vehicle*. IEEE Trans. Magn., vol. 47, no. 10, pp. 3606 -3609. 2011
- [40] BINNS, KJ., CHAABAN, FB., HAMEED, AAK. *The Use of Buried Magnets in High Speed Permanent Magnet Machines*. Electr Drives Symposium EDS'90. p. 145–149. Capri, Italy, 1990
- [41] Vlastní zdroj – výstup programu FEMM 4.2
- [42] SINOMAG, s.r.o. *Permanentní magnety: Co je třeba vědět o permanentních magnetech* [online]. [cit. 2013-11-09]. Dostupné z: http://www.sinomag.cz/sinomag.cz/data/sinomag/downloads/Permanentni_magnety.pdf
- [43] RYDLO, Pavel. *Řízení elektrických střídavých pohonů*. 2. vyd. Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2006. 129 s. ISBN 80-7372-117-1.
- [44] ENES Magnesy Pawel Zientek Sp. k. [online]. *Sortiment*. ©2014. [cit. 2014-04-14]. Dostupné z: <http://www.magnety-magnety.com/>
- [45] SINOMAG, s. r. o. [online]. *Magnety a teorie: Co je třeba vědět o permanentních magnetech*. ©2014. [cit. 2014-03-15]. Dostupné z: <http://www.sinomag.cz/sinomag.cz/?c=o-magnetch-slovník>
- [46] MAGSY, s.r.o. [online]. *Extra silné neodymové magnety NdFeB*. ©2014. [cit. 2014-03-15]. Dostupné z: <http://www.magsy.cz/24797-neodymovy-magnet-ndfeb>
- [47] NEOMAG.CZ, VIDLIČKA, Marian [online]. *Jaká je „životnost“ magnetů?* ©2014. [cit. 2014-03-15]. Dostupné z: <http://www.neomag.cz/cz/381/f-a-q/>
- [48] ABC MAGNET, s. r. o. [online]. *O magnetech*. ©2014. [cit. 2014-04-10]. Dostupné z: <http://www.abcmagnet.cz/o-magnetch.php>
- [49] SELOS Magnety. [online]. *Sortiment*. ©2014. [cit. 2014-04-5]. Dostupné z: <http://www.magnety.sk/>
- [50] SINOMAG Permanentní magnety. [online]. *Sortiment*. ©2014. [cit. 2014-04-10]. Dostupné z: <http://www.sinomag.cz/sinomag.cz/>

- [51] Vše o permanentních magnetech. [online]. ©2014. [cit. 2014-05-09]. Dostupné z: <http://www.supermagnety.cz/>
- [52] NEOMAG Permanentní magnety. [online]. *Sortiment*. ©2014. [cit. 2014-04-13]. Dostupné z: <http://www.neomag.cz/>
- [53] FEROMAGNET Permanentní magnety. [online]. *Sortiment*. ©2014. [cit. 2014-04-13]. Dostupné z: <http://www.feromagnet.cz/>
- [54] MAGSY Permanentní magnety. [online]. *Sortiment*. ©2014. [cit. 2014-04-12]. Dostupné z: <http://www.magsy.cz/>
- [55] Vlastní zdroj – výstup programu Adobe Illustrator CS6
- [56] ROSATAMI, N., FEYZI, M. R., PYRHONEN, J., PARVIAINEN, A., BEHJAT, V. *Genetic Algorithm Approach for Improved Design of a Variable Speed Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 48, no.12. pp. 4860-4865, December 2012.
- [57] KURFURST, J. *Optimalizace stroje s permanentními magnety na rotoru pomocí umělé inteligence*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013, 132s. Vedoucí dizertační práce doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.
- [58] WOO JUNG, J., HO LEE, S., PYO HONG, J., NAM KIM, K. *Optimum Design for Eddy Current Reduction in Permanent Magnet to Prevent Irreversible Demagnetization*. International Conference of Electrical Machines and Systems. p. 949 – 954. ICEMS 2007.
- [59] HANSELMAN, D.C. *Minimum Torque Ripple, Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motors*. IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 41, no. 3, pp. 292-300, June 2014.
- [60] YAJIMA, S., TAKEMOTO, M., TANAKA, Y., CHIBA, A., FUKAO, T. *Total Efficiency of a Deeply Buried Permanent Magnet Type Bearingless Motor Equipped with 2-pole Motor Windings and 4-pole Suspension Windings*. Proceedings IEEE Power Engineering, pp. 1-7. 2007.
- [61] SEO, J. H., KWAK, S. Y., JUNG, S. Y., LEE, CH. G., CHUNG, T. K., JUNG, H. K. *A Research on Iron Loss of I – PMSM With a Fractional Number of Slot Per Pole*. Magnetics IEEE Transactions, 2009, str. 1824 – 1827, ISSN: 0018-9464
- [62] YUNJUE, A., CHANGZHI, S. *Optimization Design of High Efficiency Permanent Magnet Spinning Motor with Hybrid Algorithm of SO and Chaos*. Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on vol. no., pp. 1778-1780, 8-11 Oct. 2007 ISBN 978-89-86510-07-2.
- [63] PETKOVSKA, L., CVETKOVSKI, G. *Performance Optimization of a Permanent Magnet Synchronous Motor by Sampling Based Sensitivity Analysis*. International Conference Electrical Machines ICEM, 2008, str. 1-6, ISBN: 978-1-4244-1735-3
- [64] FANG, L., JUNG, J. W., HONG, J. P., LEE, J. H. *Study on High Efficiency Performance in Interior Permanent Magnet Synchronous Motor with Double Layer PM Design*. IEEE Trans. Magn., vol. 44, no. 11. pp. 4393-4396. 2008.
- [65] KROL, E., ROSSA, R.. *Modern Magnetic Materials in Permanent Magnet Synchronous Motors*. International Conference of Electrical Machines (ICEM). pp. 1-3, 2010. ISBN: 978-1-4244-4174-7



- [66] CVETKOVSKI, G., PETKOVSKA, L. *Efficiency Maximisation in Structural Design Optimisation of Permanent Magnet Synchronous Motor*. Proc. ICEM. pp. 1 – 6. 2008.
- [67] RUOHO, S., NOKKI, T. S., KOLEHMAINEN, J., ARKKIO, A. *Modeling Magnet Length In 2-D Finite Element Analysis of Electric Machines*. Magnetics IEEE Transactions. pp. 3114 – 3120, 2009. ISSN: 0018-9464
- [68] HWANG, J. CH., LIU, C. S., CHEN, P. H. *Design of Permanent Magnet Synchronous Gear Motor with High Efficiency for Elevators*. Sustainable Energy Technologies (ICSET), IEEE Third International Conference on, pp. 205 – 210, 2012. ISBN: 978-1-4577-1870-0.
- [69] MAGNUSSEN, F., THELIN, P., SADARANGANI, C. *Performance Evaluation of Permanent Magnet Synchronous Machines with Concentrated and Distributed Windings Including The Effect of Field Weakening*. Record of 2nd IEE International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2004), vol. 2, March – April 2004, pp. 679-685, 2004. ISBN: 0-86341-383-8.
- [70] BAO, Y., MEHMOOD, W., FENG, X. *Super Premium Efficiency Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor: Design, Test and Comparison*. Petroleum and Chemical Industry Technical Conference (PCIC), 2012 Record of Conference Papers Industry Applications Society 59th Annual IEEE, pp. 1 – 7, 2012. ISBN: 978-1-4673-0924-0
- [71] ALOTTO, P., BARCARO, M., BIANCHI, N., GUARNIERI, M. *Optimization of Interior PM Motors with Machaon Rotor Flux Barriers*. IEEE Trans. Magn., vol. 47, no. 5, pp. 958 – 961. 2011. ISSN: 0018-9464.
- [72] KOPYLOV, I. P. *Stavba elektrických strojů*. 1. vydání. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, Moskva. Nakladatelství Mir. 1988.
- [73] BIANCHI, N. *Electrical Machines Analyzing Using Finite Element Method*. 1st ed. Talor&Francis, 2005. ISBN: 978-08-493-3399-6
- [74] Vlastní zdroj – výstup programu Microsoft Excel
- [75] YAMAZAKI, K., FUKUSHIMA, Y. *Effect of Eddy-Current Loss Reduction by Magnet Segmentation in Synchronous Motors with Concentrated Windings*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47. pp. 779-788. 2011
- [76] SURA Elektrotechnické plechy M800 50A. [online]. *Datasheet*. ©2014. [cit. 2014-05-01]. Dostupné z: [http://www.sura.se/Sura/hp_products.nsf/vOpendocument/03A8B2433FAE16C4C1256AA8002280E6/\\$FILE/800-50.pdf?OpenElement](http://www.sura.se/Sura/hp_products.nsf/vOpendocument/03A8B2433FAE16C4C1256AA8002280E6/$FILE/800-50.pdf?OpenElement)
- [77] POLINDER, H., HOEIJMAKERS, M. J. *Eddy Current Losses in the Segmented Surface-Mounted Magnets of a PM Machine*. IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 146, No. 3. pp. 261-265, 1999.
- [78] POLINDER, H., HOEIJMAKERS, M. J. *Eddy-Current Losses in the Permanent Magnets of a PM Machine*. Proc. Int. Conf. Electr. Mach. Drives, no. 444, pp. 138 -142 1997.
- [79] KUČERA, J., HAPL, J. *Vinutí elektrických strojů točivých*. 1. vydání. Praha: Nakladatelství Československé akademie věd, 1959. 900 s.
- [80] KŮS, V., SKÁLA, J., HAMMERBAUER, J. *Elektromagnetická kompatibilita výkonových elektronických systémů*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2013, 372 s. ISBN: 978-80-7300-476-7.



- [81] HELP SYSTEM ANSYS v. 13
- [82] HELP SYSTEM FEMM 4.2
- [83] HELP SYSTEM FLEXPLO 9
- [84] VASSALLO, J., CLARE, J. C., WHEELER, P. W. *A Power-Equalized Harmonic-Elimination Scheme for Utility-Connected Cascaded H-Bridge Multilevel Converters*. *Industrial Electronics Society*. 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, On page(s): 1185 – 1190. Vol. 2 Volume: 2, 2-6 Nov. 2003.
- [85] ZHONG, D., TOLBERT, L. M., CHIASSON, J. N. *Harmonic Elimination for Multilevel Converter with Programmed PWM Method*. *Industry Applications Conference*, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE, On page(s): 2210 - 2215 vol. 4 Volume: 4, 3-7 Oct. 2004.
- [86] WELLS, J. R., NEE, B. M., CHAPMAN, P. L., KREIN, P. T. *Optimal Harmonic Elimination Control*. *Power Electronics Specialists Conference*, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, On page(s): 4214 - 4219 Vol.6 Volume: 6, 20-25 June 2004
- [87] KREIN, P. T., NEE, B. M., WELLS, J. R. *Harmonic Elimination Switching Through Modulation*. *Computers in Power Electronics. Proceedings 2004 IEEE Workshop on*, On page(s): 123 – 126. 2004.
- [88] ZHONG D., TOLBERT, L. M., CHIASSON, J. N. *Active Harmonic Elimination in Multilevel Converters Using FPGA Control*. *Computers in Power Electronics*, 2004. Proceedings. 2004 IEEE Workshop on. On page(s): 127 – 132.
- [89] CHUNHUI W., QIRONG JIANG, CHUNPENG ZHANG. *An Optimization Method for Three-Level Selective Harmonic Eliminated Pulse Width Modulation (SHEPWM)*. *Electrical Machines and Systems*, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on, On page(s): 1346 - 1350 Vol. 2 Volume: 2, 29-29 Sept. 2005.
- [90] TIBOLA, J. R., PINHEIRO, H., CAMARGO, R. F. *Closed Loop Selective Harmonic Elimination Applied to a Grid Connected PWM Converter With LCL filter*. *Power Electronics Conference (COBEP)*, 2011 Brazilian, On page(s): 746 – 752.
- [91] SAHALI, Y., FELLAH, M. K. *Application of the Optimal Minimization of the THD Technique to the Multilevel Symmetrical Inverters and Study of its Performance in Comparison With the Selective Harmonic Elimination Technique*. *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on, On page(s): 1342 – 1348.
- [92] SAHALI, Y., FELLAH, M. K. *Selective Harmonic Eliminated Pulse-Width Modulation Technique (SHEPWM) Applied to Three-Level Inverter/Converter*. In *Proc. 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'03*, vol. 2, pp. 1112-1117, Jun. 2003.
- [93] KAW, AUTAR. *Newton-Raphson Method of Solving a Nonlinear Equation* [online]. [cit. 2014-11-09]. Dostupné z: <http://www.saylor.org/site/wp-content/uploads/2011/11/ME205-3.2.1-TEXT.pdf>
- [94] SCHULTE, C., BÖCKER, J. *Co-Simulation of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor with Segmented Rotor Structure*. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, Chicago, USA, 2013.



- [95] SLÍVA, L. *Optimalizace provedení synchronního stroje s permanentními magnety*: teze disertační práce. Ostrava: Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Katedra elektroenergetiky, 2014. 47 s. Školitel doc. Ing. Stanislav MIŠÁK, Ph.D.
- [96] ČSN ISO 690. *Informace a dokumentace – Pravidla pro bibliografické odkazy a citace informačních zdrojů*. Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2011



SEZNAM PUBLIKAČNÍ ČINNOSTI

1. UNGER, J., SVOBODA, P. SLÍVA, L. *Nesymetrie v trakční napájecí soustavě*. VL. Mezinárodní seminář Katedry elektrotechniky, VSB – TU Ostrava 2011. ISBN 978-80-248-2432-1
2. SLÍVA, L., UNGER, J., SVOBODA, P. *Vyšší harmonické v trakční napájecí soustavě*. VL. Mezinárodní seminář Katedry elektrotechniky, VSB – TU Ostrava 2011. ISBN 978-80-248-2432-1
3. SLÍVA, L. *Analysis of synchronous machines with permanent magnet*. WOFEX 2011, VSB – TU Ostrava 2011. ISBN 978-80-248-2449-9
4. SLÍVA, L. *Use of program ANSYS for optimizing asynchronous generator for wind power*. XII. tradiční workshop doktorandů a mladých vědeckých pracovníků, VSB – TU Ostrava 2012.
5. FOLVARČNÝ, A., SLÍVA, L., MIŠÁK, S., ŠUMBERA, T. *Assessment usage energetic potential from renewable sources*. 11th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), Venice, Italy 2012.
6. FOLVARČNÝ, A., SLÍVA, L., MIŠÁK, S. *Experimentální analýza vlivu teploty na parametry proudu naprázdno typových toroidních a konvenčních transformátorů*. EPE 2012, VUT Brno 2012.
7. STAŠ, P., SLÍVA, L., MAREK, M. *New concept and implementation of propulsion and power supply unit for steel materials contact stress testing device*. EPE 2012, VUT Brno 2012.
8. SLÍVA, L., FOLVARČNÝ, A., MIŠÁK, S., STAŠ, P. *Identification of selected parameters of synchronous generator with permanent magnets for the purpose of optimizing the operating properties*. EPE 2012, VUT Brno 2012.
9. SLÍVA, L., FOLVARČNÝ, A., UNGER, J., SVOBODA, P. *Energetická účinnost hybridních systémů napájení*. VLI. Mezinárodní seminář katedry elektrotechniky, VSB – TU Ostrava 2012.
10. SLÍVA, L. *Design of Synchronous Machine with Permanent Magnet Using FEM*. WOFEX 2012, VSB - TU Ostrava 2012.
11. SLÍVA, L., STAŠ P. *Nová koncepce napájecího zdroje pro kontaktní zátěžové zkoušky ocelových materiálů*. Časopis Energetický partner, číslo 1, ročník I. Ostrava 2013.
12. SLÍVA, L. *Analysis Method of Synchronous Machine with Permanent Magnets*. Workshop na podporu sítí 2013, VSB - TU Ostrava 2013. ISBN 978-80-248-2686-9
13. SLÍVA, L. *Design of Synchronous Machine with Permanent Magnet*. Workshop na podporu sítí 2013, VSB - TU Ostrava 2013. ISBN 978-80-248-2686-9
14. SLÍVA, L. *Identification and Optimization of Parameters of Synchronous Machine with PM*. WOFEX 2013, VSB - TU Ostrava 2013.
15. SLÍVA, L. *Optimization Process of Synchronous Machine with Permanent Magnets for Wind Power*. II. Workshop NETFEI: Rozvoj a partnerství mezi FEI a podnikatelským sektorem a institucemi terciálního vzdělávání 2013. VSB – TU Ostrava 2013. ISBN 978-80-248-3188-6.
16. SLÍVA, L. *Optimization of Rotor Part of Synchronous Machine with PM for Improving the Torque During*. I. Workshop RSYP: RESULT AND SOLUTIONS OF YOUNG R & S FOR INNOVATIONS AND PROGRESS 2013. VSB – TU Ostrava 2013. ISBN 978-80-248-3188-6.

17. SLÍVA, L., MIŠÁK, S., FOLVARČNÝ, A. *Usage Energetic Potential from Renewable Sources*. THE 7th INTERNATIONAL SCIENTIFIC SYMPOSIUM ELEKTROENERGETIKA 2013 September 18–20, 2013, Stará Lesná, Slovakia 2013.
18. FOLVARČNÝ, A., SLÍVA, L., MIŠÁK, S. *Experimental analysis of the influence of temperature on the No-load current of toroidal and conventional transformers*. THE 7th INTERNATIONAL SCIENTIFIC SYMPOSIUM ELEKTROENERGETIKA 2013 September 18–20, 2013, Stará Lesná, Slovakia 2013.
19. STAŠ, P., SLÍVA, L., MIŠÁK, S. *New Concept of Power Supply Unit for Steel Materials Contact Stress Testing Device*. THE 7th INTERNATIONAL SCIENTIFIC SYMPOSIUM ELEKTROENERGETIKA 2013 September 18–20, 2013, Stará Lesná, Slovakia 2013.
20. MIKLOŠÍKOVÁ, M., SLÍVA, L. *Psycho-Didaktická kompetence vysokoškolského učitele předmětu Elektrárny*. SEKEL 2013: Mezinárodní konference učitelů elektrotechniky. Moravská Třebová 2013. ISBN 978-80-7395-625-7
21. SLÍVA, L. *Analysis Process of Synchronous Machine with PM for Simulations*. II. Workshop RSYP: RESULT AND SOLUTIONS OF YOUNG R & S FOR INNOVATIONS AND PROGRESS 2014. VSB – TU Ostrava 2014. ISBN 978-80-248-3335-4.
22. STAŠ, P., SLÍVA, L., MIŠÁK, S. *Design of New Power Supply Unit for Steel Materials Contact Stress Testing Device*. EPE 2014, VUT Brno 2014.
23. SLÍVA, L. *Identification and Optimization of Parameters of Synchronous Machine with PM in Axis D and Q*. WOFEX 2014, VSB - TU Ostrava 2014. ISBN 978-80-248-3458-0.
24. SLÍVA, L., MIŠÁK, S. *Optimization of the rotor part of a interior permanent magnets synchronous machine*. *Electric Power Engineering 2015: sborník konference*. 1. vyd. Ostrava: VŠB - Technická univerzita Ostrava, 2015, 1 CD-R. ISBN 978-1-4673-6787-5.
25. SLÍVA, L. *Optimization of Interior Permanent Magnets Synchronous Motor*. IL. Mezinárodní seminář Katedry elektrotechniky, VSB – TU Ostrava 2015. ISBN 978-80-248-3757-4
26. SLÍVA, L. *Optimization of the Rotor Part of a Interior Permanent Magnet Synchronous Generator*. WOFEX 2015, VSB - TU Ostrava 2015. ISBN 978-80-248-3787-1.



SEZNAM PROJEKTŮ – SPOLUÚČAST

- SP2015/170 - doc. Ing. Stanislav Mišák, Ph.D.: Vývoj detektoru poruch izolačních systémů s podporou databázových systémů
- SP2014/49 - doc. Ing. Stanislav Mišák, Ph.D.: SMART Energetická koncepce pro administrativní budovu
- SP2013/68 - doc. Ing. Stanislav Mišák, Ph.D.: Vývoj SMART systému řízení energeticky soběstačného domu
- SP2012/53 - doc. Ing. Stanislav Mišák, Ph.D.: Monitorovací a ovládací systém Energeticky soběstačného "SMART" domu
- SP2011/130 - doc. Ing. Stanislav Mišák, Ph.D.: Energeticky soběstačný „SMART“ dům

DALŠÍ AKTIVITY V RÁMCI DOKTORSKÉHO STUDIA

Inženýrská pedagogika podle standardů IGIP – doplňující pedagogické studium pro vysokoškolské učitelé, Katedra učitelství odborných předmětů VŠB – TU Ostrava. Téma závěrečné práce: Pedagogická sebereflexe a její význam v profesi vysokoškolského učitele. Vedoucí práce PhDr. Miroslava Miklošíková, Ph.D. 42 s. 2011. www.vsb.cz

Pedagogické studium pro učitele odborných předmětů – doplňující pedagogické studium pro středoškolské učitelé, Katedra učitelství odborných předmětů VŠB – TU Ostrava. Téma závěrečné práce: Pedagogická sebereflexe a její význam v profesi středoškolského učitele. Vedoucí práce PhDr. Miroslava Miklošíková, Ph.D. 44 s. 2012. www.vsb.cz

Pedagogické minimum pro instruktory odborného výcviku – doplňující pedagogické studium pro instruktory výuky v provozech mimo školu, AM Solvo, s.r.o., Praha. Téma závěrečné práce: Ukázka výukového dne. Konzultant práce Mgr. et Mgr. Iva Stratilová. 29 s. 2012. www.amsolvo.cz

Mezinárodní společnost pro inženýrskou pedagogiku (zastoupení ve Villach, Austria) – *udělení diplomu s titulem ING.PAED.IGIP* (Mezinárodní učitel odborných předmětů). Požadavky pro udělení: úspěšné absolvování kurzu Inženýrská pedagogika podle standardů IGIP, prokazatelná pedagogická praxe na vysoké škole, doktorská zkouška z anglického jazyka. Uděleno Prof. DDr. MICHAEL E. AUER, Villach – Austria, 2013. www.igip.org

Pedagogické studium pro učitele praktického vyučování a odborného výcviku – doplňující pedagogické studium pro středoškolské učitelé – praktické vyučování a odborný výcvik na půdě školy, Ústav jazyků FEKT – VUT Brno. Téma závěrečné práce: Pedagogická sebereflexe a její význam v profesi učitele praktického vyučování a odborného výcviku. Vedoucí práce PhDr. Miroslava Miklošíková, Ph.D., konzultant Ing. Martin Jílek. 51 s. 2013. www.feec.vutbr.cz

Česká společnost pro kybernetiku a informatiku (Praha) – *udělení mezinárodního certifikátu ECDL Core* (European Computer Driving Licence – digitální kvalifikace podle mezinárodních standardů). Praha, 2014. www.ecdl.cz

PŘÍLOHY

PŘÍLOHA P1 - ANALÝZA SOUČASNÉHO STAVU

P1.1 SROVNÁNÍ SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY A ASYNCHRONNÍHO KLECOVÉHO MOTORU

Synchronní motory s permanentními magnety nemají na rotoru žádné vinutí, a tudíž nevykazují budící ztráty. Tab. P1 ukazuje srovnání těchto strojů z několika základních hledisek. Větší vzduchová mezera v synchronním motoru s permanentními magnety zajišťuje mnohem spolehlivější provoz než v motoru asynchronním. Zvětšení vzduchové mezery je rovněž nutné z důvodu minimalizace vlivu reakce kotvy, snížení synchronní reaktance a zlepšení stability.

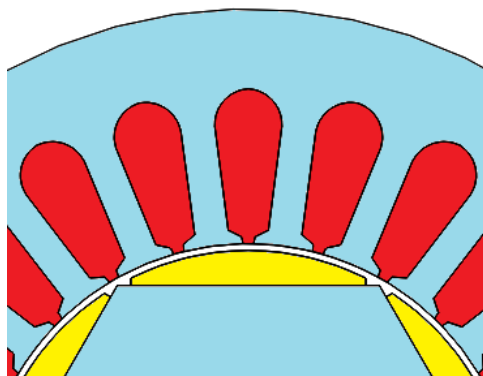
Tab. P1 – Srovnání SMPM a asynchronního klecového motoru (AM)

	SMPM	AM
Rychlost	Konstantní, nezávislá na zatížení	S rostoucím zatížením klesá
Účinník	Lze nastavit (řízení polovodičovým měničem) Provoz při $\cos \phi = 1$ je možný	Závisí na parametrech vzduchové mezery $\cos \phi = 0,8 - 0,9$ při jmenovitém zatížení $\cos \phi = 0,1$ při chodu naprázdno
Účinnost	Vyšší, než AM	Menší, než SMPM
Vzduchová mezera	Zlomky milimetrů až několik milimetrů	Nejmenší možná
Moment motoru	Moment motoru je přímo úměrný napětí	Moment motoru je úměrný kvadrátu napětí
Momentová přetížitelnost	$q_M = 1,5 - 2,5$	$q_M = 1,6 - 2$
Konstrukce a technologie výroby, opravy	Složitější	Jednodušší
Pořizovací náklady	SMPM je mnohem dražší, než asynchronní klecový motor	Nízké pořizovací náklady

Dále je z tab. P1 a také i z dalších prací [5], [7] patrné, že synchronní motory s permanentními magnety dosahují vyšší účinnosti než motory asynchronní stejného výkonu. Až na výjimky (amortizér) synchronní stroje s permanentními magnety nemají na rotoru žádné vinutí, kterým by protékal proud, z čehož právě plyne podstata absence budících ztrát. Další výhodou SMPM je jejich vyšší výkonová hustota. Tou se rozumí poměr výkonu stroje k jeho hmotnosti.

Oddělení elektrických strojů Katedry výkonových elektrotechnických systémů Žilinské univerzity vykonalo podobné porovnání synchronních motorů s permanentními magnety (SMPM) pro průmyslové aplikace [13]. Porovnávány byly motory s konstrukcí rotoru podle obr. P1 – magnety nalepené na povrchu rotoru a obr. P4a – rotor s úplně vnitřně uloženými magnety (*Interior Permanent Magnet Synchronous Motor*, ve zkratce I – SMPM) s asynchronním klecovým motorem (AM - obr. P2

levý obrázek). Všechny tři motory měly stejnou délku aktivního železa a jejich parametry ukazuje následující tabulka. Výsledky pak prezentuje tab. P3.



Obr. P1 – Ukázka části konstrukce synchronního stroje s permanentními magnety na povrchu rotoru [14]

Tab. P2 – Parametry porovnávaných motorů

	P_n (kW)	U_n (V)	f_n (Hz)	n_n (min ⁻¹)	M_n (N·m)
AM	56,3	459	60	1768	304
SM – SMPM	56,3	405	120	1800	299
I – SMPM	55,9	395	60	1800	297

Tab. P3 – Výsledek analýzy ztrát

	Účinník (-)	Celkové ztráty (kW)	Účinnost (%)
AM	0,82	3,88	93,6
SM – SMPM	0,981	2,23	96,2
I – SMPM	0,932	1,85	96,8

I zde můžeme vidět, že oba typy synchronních motorů s permanentními magnety dosahují vyšší účinnosti, než motor asynchronní. Autoři [13] tak vyvodili závěr, že synchronní motory s PM jsou výbornou alternativou k motorům asynchronním, především tedy pro jejich vyšší účinnost. Nižší ztráty by tak časem vykompenzovaly vyšší náklady na pořízení SMPM.

Jak ukazují i další publikace [15], [16], [17], řada dalších vědeckých a výzkumných pracovníků prováděla podobné výzkumy, přičemž dospěli ke stejným závěrům. Výjimku tvoří výzkum [18], kde autoři porovnávali synchronní motor s PM a asynchronní motor jako součást pohonu hybridního vozidla. Srovnání bylo založeno pouze na FEM analýze, přičemž srovnávané stroje měly v rámci simulace stejné nastavené parametry (rychlost otáčení, zatížení) a byly 8pólové. Autoři zde dospěli k závěru, že synchronní motor s PM lze nahradit motorem asynchronním z finančních důvodů jen v případě, kdy se asynchronní motor navrhne s menší hmotností, než SMPM. Zde by naopak vyšší ztráty byly kompenzovány nižší hmotností a pořizovacími náklady. Výsledky srovnání ukazuje tab. P4.

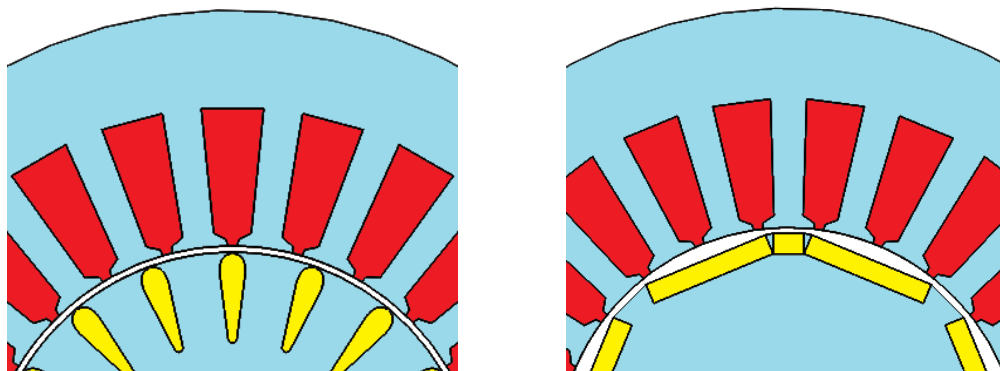
Tab. P4 – Výsledek FEM analýzy

	Účinnost (%)	
	AM	SMPM
1500 min ⁻¹ 300 N·m	83	91,3
6000 min ⁻¹ 50 N·m	95,2	96,1

Závěrem této kapitoly lze konstatovat, že s ohledem na účinnost je ve většině případů synchronní motor s PM výhodnější volbou než motor asynchronní. Pokud bychom však byli omezeni hmotností stroje (např. elektromobil, větrná elektrárna apod.), museli bychom hledat kompromis mezi cenou, účinností a hmotností. Avšak nutno podotknout, že odebrání materiálu a snižování hmotnosti stroje může mít vliv na jeho spolehlivost v provozu.

P1.2 SYNCHRONNÍ STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY

Historie strojů s permanentními magnety umístěnými v rotorové části stroje spadá až do 70. let 20. století, kdy se objevují první články zaměřené na tuto problematiku [20]. Aktivní výzkum v této oblasti započal v roce 1983 disertační práci na téma Konstrukce a vlastnosti synchronního servomotoru s permanentními magnety, obhájenou na univerzitě v Německu [21]. Od té doby dodnes můžeme spatřit po celém světě nespočet výzkumných aktivit zaměřených na problematiku synchronních strojů s permanentními magnety a pochopitelně s tím i související publikace. Za kvalitní publikace lze uvést především knihy [7], [9], [10] a [31], které se věnují teorii a návrhu těchto strojů.



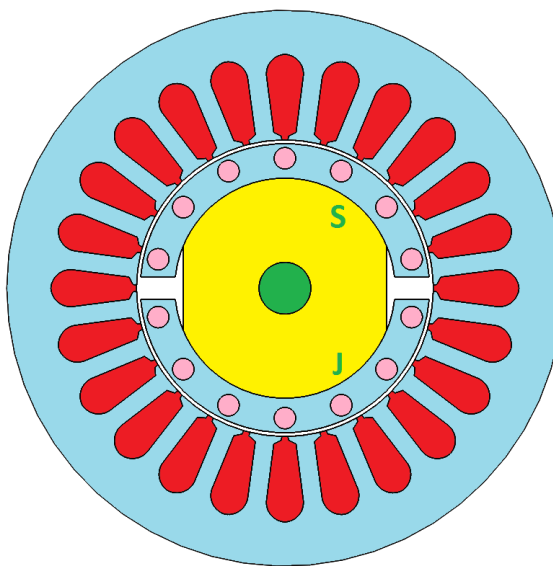
Obr. P2 – Srovnání možného provedení 4pólového SMPM (pravý obr. - magnety vloženy v drážkách) a 4pólového AM (kotva nakrátko) [14]

Synchronní stroje s permanentními magnety v rotorové části pracují s konstantní frekvencí i otáčkami a statorová část stroje je obvykle konstrukčně shodná se statorovou částí asynchronního stroje (obr. P2). Z pohledu konstrukce rotoru jsou v současné době známy tyto topologie (obr. P3 – obr. P13) [5], [7], [22], [23], [34], přičemž za nejpoužívanější topologie současné doby lze považovat konstrukce rotoru podle obr. P4a a P10c.

MERRIL MOTOR

Je nejstarší a vůbec první úspěšnou stavbou synchronního motoru s permanentními magnety. Jedná se o čtyřpólový malý motorek s vyjádřenými póly, jak ukazuje obr. P3. Autorem byl zaměstnanec americké společnosti General Electric Mr. Merrill. Tatáž společnost má na tuto konfiguraci přihlášený patent US 2543639 – Merrill Motor.

Z pohledu konstrukce vrstvený vnější kroužek disponuje hlubokými úzkými otvory kruhového profilu mezi jednotlivými póly permanentních magnetů (obr. P3). V nich uložené klecové vinutí (kruhy růžové barvy) zajišťovalo plynulý rozběh motoru. Magnetický tok, který se v železe rotoru uzavíral nežádoucí cestou, bylo možno regulovat změnou průměru kruhových děr. Použitý permanentní magnet ALNICO byl proti odmagnetování chráněn, neboť magnetický tok v rotoru při rozběhu motoru a reverzaci procházel vnějšími kroužky kolem štěrbin a permanentní magnet tak vynechal. Magnet byl namontován na rotoru v pouzdře z hliníku nebo slitiny zinku. Tloušťka plechu vnějšího kruhu rotoru byla volena tak, aby hodnota magnetické indukce dosahovala 1,5 T. V případě, že stroj již byl kompletně smontován, magnetická indukce v rotoru dosahovala hodnot až 2 T [34].

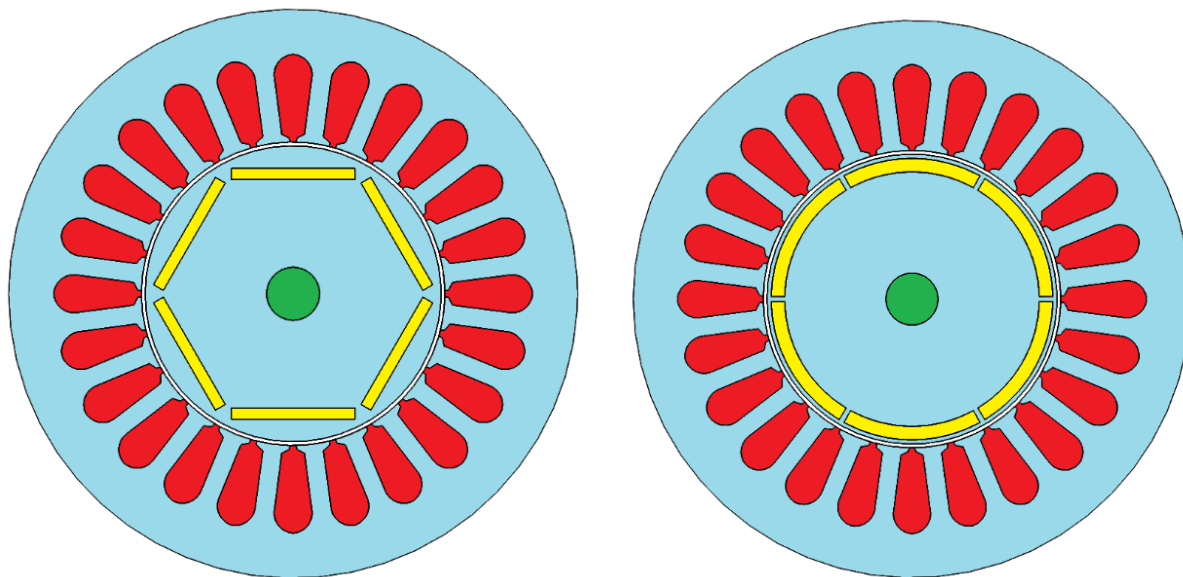


Obr. P3 – Řez Merrilova motoru [14]

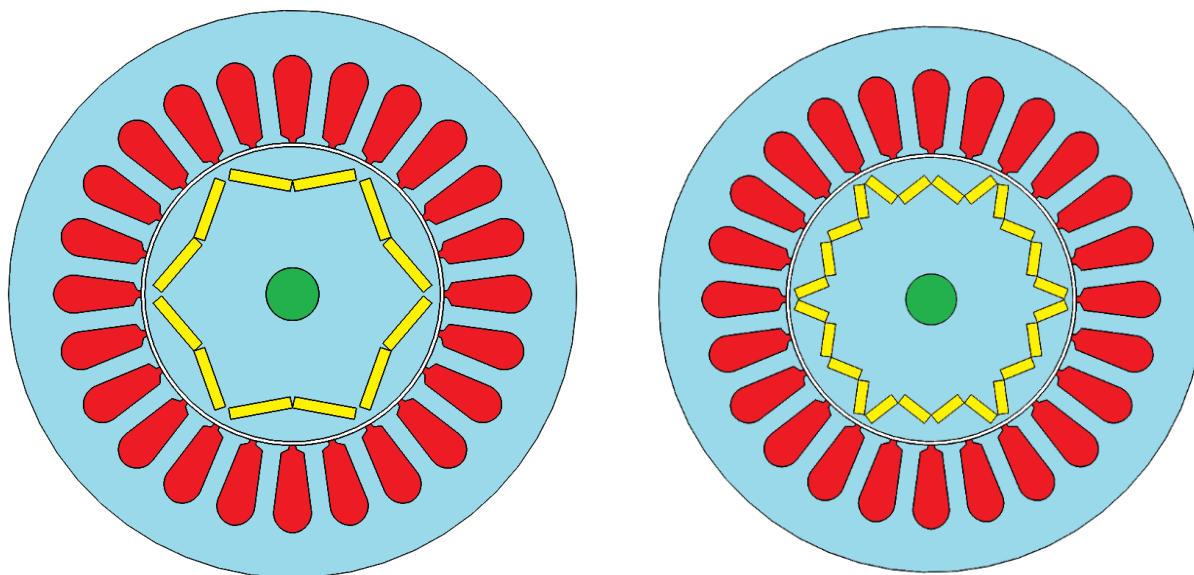
ROTOR S ÚPLNĚ VNITŘNĚ ULOŽENÝMI MAGNETY (INTERIOR)

Další konfigurací je rotor s úplně vnitřně uloženými magnety (obr. P4a – P4i). Magnety jsou uloženy v železe rotoru pod povrchem a jsou radiálně zmagnetovány. Každý magnet (resp. magnety v případě více vrstev) je uložen tak, že se vždy střídají kladné a záporné póly, popř. skupiny magnetů kladných a záporných pólů. Jelikož plocha magnetického pole magnetu je menší než plocha magnetického pole na povrchu rotoru, hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře je menší, než hodnota magnetické indukce v magnetu [35]. Synchronní reaktance v d -ose je rovněž menší, než v q -ose, protože magnetický tok v q -ose může projít železem pólového nástavce bez nutnosti

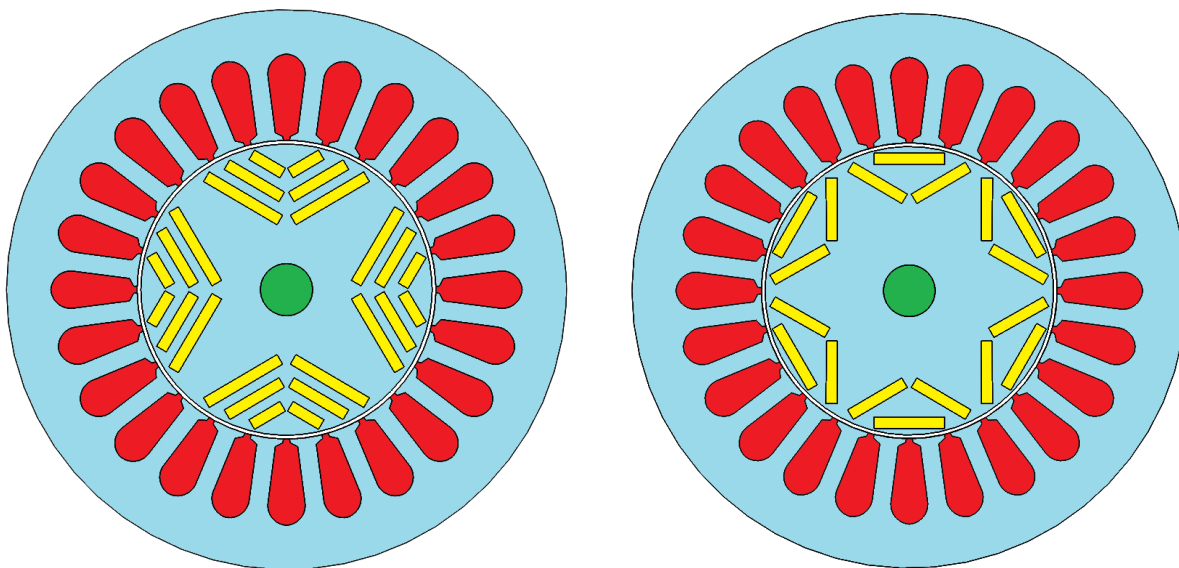
překročení permanentního magnetu. Magnet je navíc velice dobře chráněn proti důsledkům odstředivé síly. Tato konstrukce je vhodná pro vysoké frekvence – vysokorychlostní motory [7]. Následující obrázky ukazují různé základní současně známé konfigurace magnetů v rotoru synchronního stroje [35], [36], [37], [38] a [39], přičemž můžeme najít řadu dalších výzkumů [24], [25], [26], [27], [28], [29] a [30], v rámci kterých byly jejich rozměry a tvary různě modifikované.



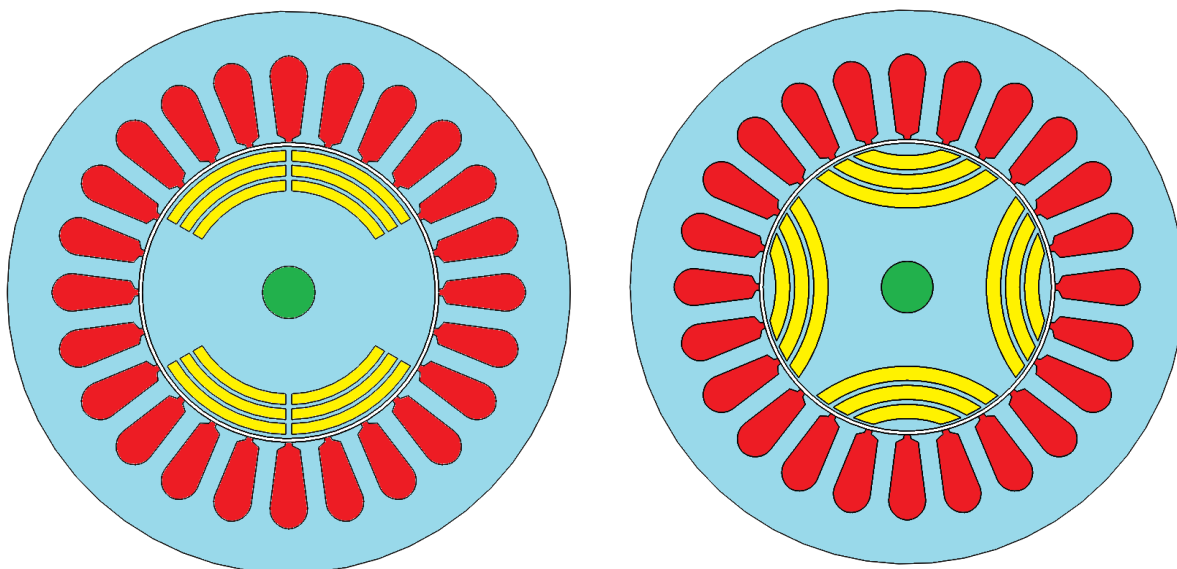
Obr. P4 – a) klasické provedení (I – SMPM) – jeden magnet na jeden pól obdélníkového průřezu,
b) klasické provedení – jeden magnet na jeden pól profilu části mezikruží [14]



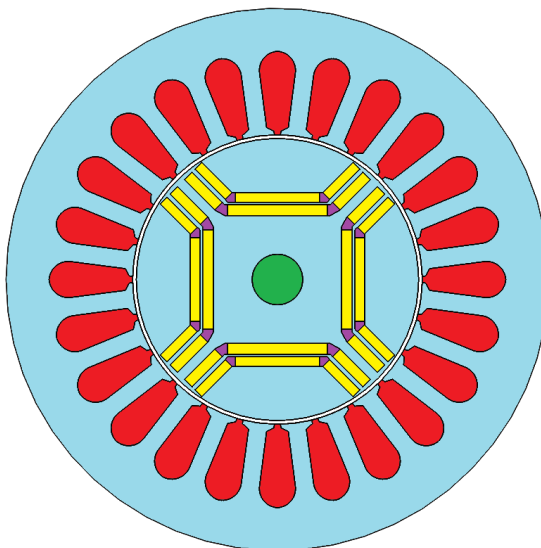
Obr. P4 – c) typ V – dva magnety na jeden pól obdélníkového průřezu,
d) typ W – čtyři magnety na jeden pól obdélníkového průřezu [14]



Obr. P4 – e) typ 3-V – šest magnetů na jeden pól obdélníkového průřezu (dva magnety v jedné vrstvě),
f) typ ∇ – tři magnety na jeden pól obdélníkového průřezu [14]



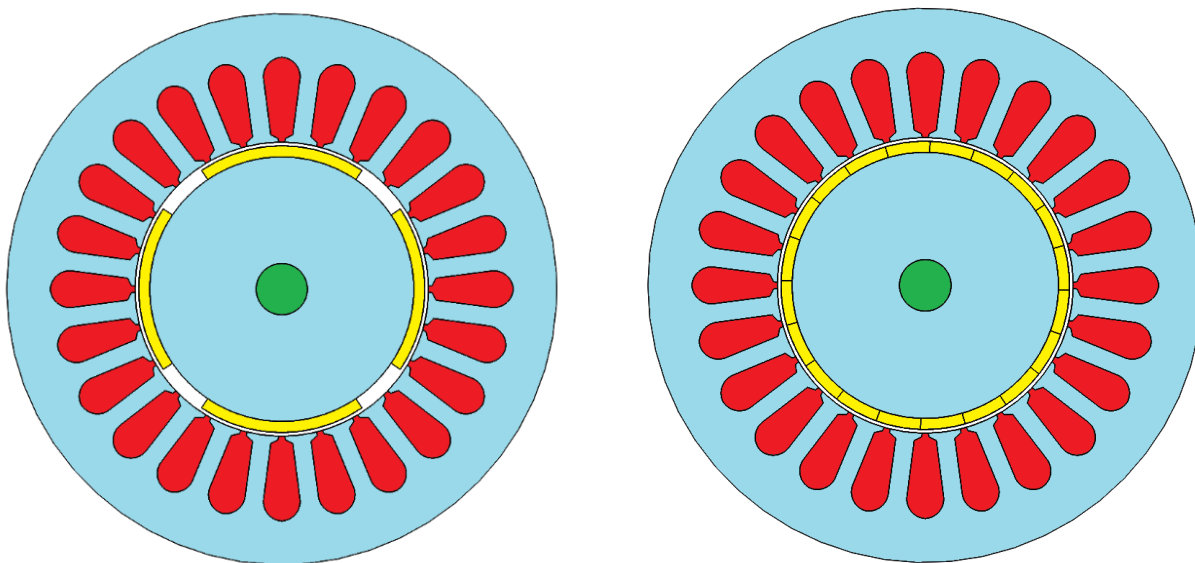
Obr. P4 – g) šest magnetů na jeden pól profilu části mezikruží (dva magnety v jedné vrstvě),
h) typ U – tři magnety na jeden pól tvaru části mezikruží – též reluktanční motor (jeden magnet v jedné vrstvě) [14]



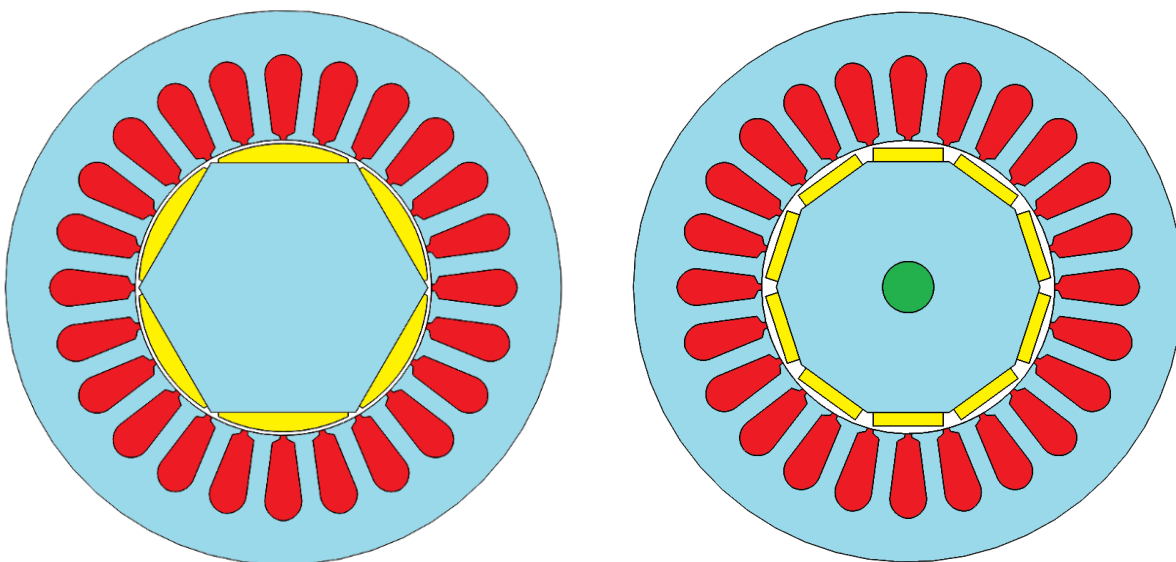
Obr. P4 – i) další obvyklé uspořádání – šest magnetů na jeden pól – mezi magnety tzv. magnetická bariéra (fialově – zabraňuje v daných místech uzavírání magnetickému toku) [14]

MOTOR S MAGNETY NALEPENÝMI NA POVRCHU ROTORU (SURFACE MOUNTED)

Rotor synchronního stroje s permanentními magnety tohoto typu má magnety nalepené na povrchu rotoru (obr. P5a – P5d). Magnety mohou být magnetovány radiálně anebo po obvodu. Někdy se využívá i vysoké vodivosti neferomagnetického materiálu válce. Ochranu magnetu proti demagnetizaci vlivem reakce kotvy poskytuje asynchronní rozběhový moment působící jako tlumič. Pokud se použijí dražší magnety ze vzácných zemin, potom reaktance jsou v d ose stejné jako v q ose. Dle současně dostupných informací dodaných různými firmami se stále méně dává přednost této koncepci rotoru v případě strojů malých a nízkých výkonů, a to z technologických důvodů. Problematické je mechanické upevnění na povrchu – vyžaduje speciální technologii a při instalaci magnetů na povrch rotoru u menších strojů mohou magnety odskakovat [7], [10]. Obr. P5b ukazuje provedení 4pólového SM – SMPM (5 magnetů na jeden pól). Toto provedení můžeme spatřit i u 20pólového pomaluběžného stroje, kde každý magnet naopak odpovídá pouze jednomu pólu a vždy se tedy střídá ob magnet severní polarita. Výšky magnetů mohou být různé (topologie rotoru s vysokými magnety, středními magnety apod.) [7].



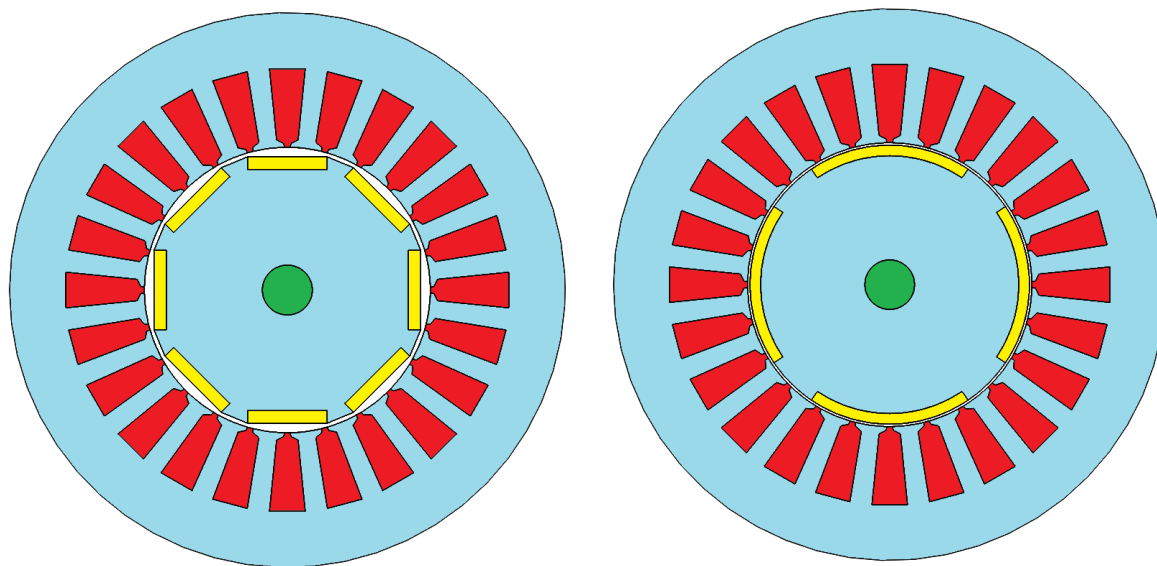
Obr. P5 – a) klasické provedení (SM – SMPM) – jeden magnet na jeden pól tvaru části mezikruží (mezi magnety vzduchová mezera), b) klasické provedení – pět magnetů na jeden pól tvaru části mezikruží (bez vzduchové mezery mezi magnety) [14]



Obr. P5 – c) provedení rotoru (SM – SMPM) – jeden magnet na jeden pól tvaru půl oválu, d) provedení rotoru (SM – SMPM) – jeden magnet na jeden pól obdélníkového průřezu [14]

ROTOR S MAGNETY VLOŽENÝMI V DRÁŽKÁCH (SURFACE INSET TYPE)

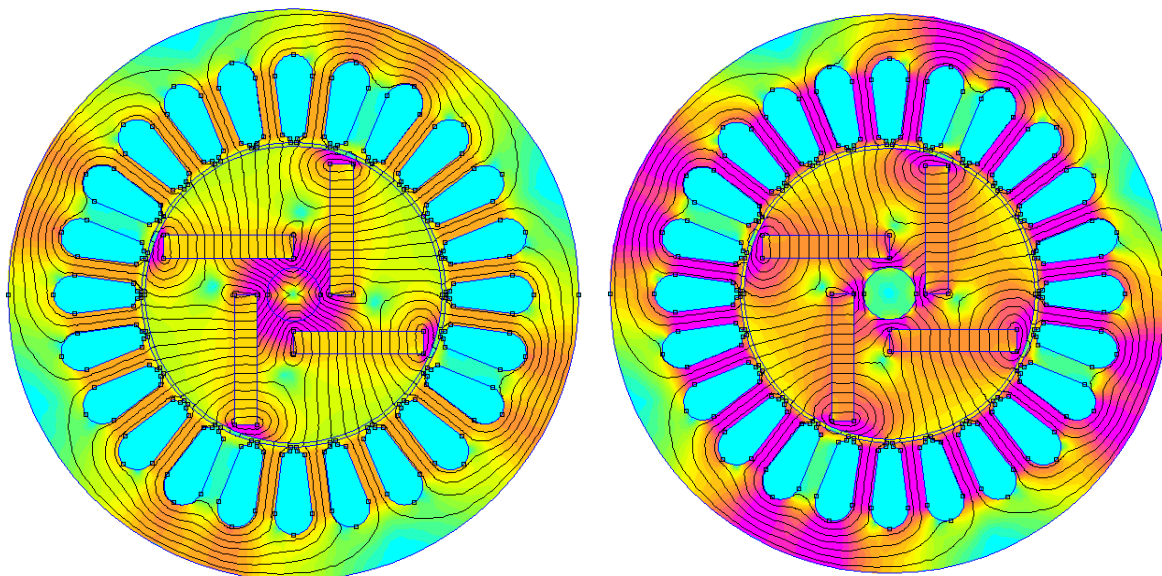
U tohoto typu motoru (SI – SMPM) jsou magnety v rotoru vloženy v mělkých drážkách a zmagnetovány radiálně (obr. P6a – P6b). Magnetický obvod rotoru může být složen buď z plechů anebo z plné oceli. V případě magnetického obvodu rotoru skládaného z plechů je potřeba rozběhové klece v rotoru nebo válce z neferomagnetického materiálu. Synchronní reaktance v q ose je vyšší než v d ose. Obecně platí, že elektromotorická síla indukovaná permanentními magnety je nižší, než elektromotorická síla indukovaná permanentními magnety nalepenými na povrchu rotoru (SM – SMPM) [7], [10].



Obr. P6 – a) rotor s magnety vloženými v drážkách – jeden magnet na jeden pól obdélníkového průřezu,
b) rotor s magnety vloženými v drážkách – jeden magnet na jeden pól tvaru části mezikruží [14]

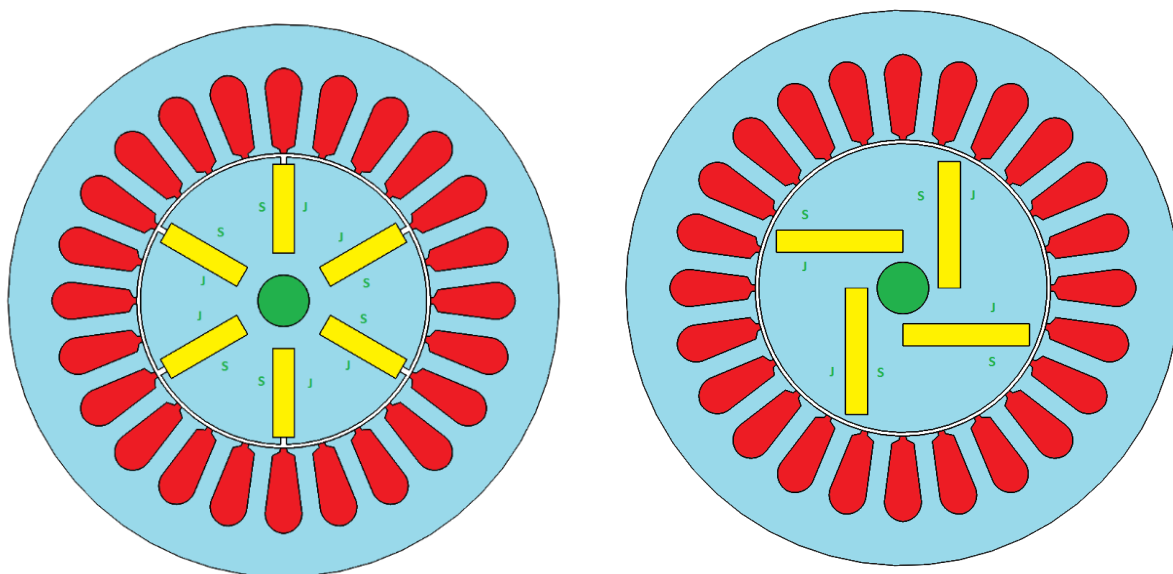
ROTOR S MAGNETY ULOŽENÝMI V HLUBOKÝCH DRÁŽKÁCH

Synchronní stroj s rotorem tohoto typu je konstrukčně řešen tak, že má magnety uložené hluboko v magnetickém obvodu – hluboká drážka (obr. P8a – P8b). Protože jsou magnety magnetovány po obvodu, je delší část magnetu v tangenciálním směru, tj. podél pólové rozteče. Pólová rozteč pak závisí na šířce drážky. Synchronní reaktance je větší v q ose než v d ose. Asynchronní moment vznikající při spouštění motoru je vytvářen klecovým vinutím uloženým v odpovídajících drážkách rotoru anebo je uloženo v pólovém nástavci z měkké oceli. Šířka železa rotoru v části mezi konci sousedních magnetů musí být pečlivě zvolena. Použití hřídele z neferomagnetického materiálu je zde nutné (obr. P7b) [41], neboť kdyby byl hřídel z feromagnetického materiálu, pak značná část magnetického toku by procházela právě jím a stroj by nepracoval, jak by měl (pokles magnetické indukce ve vzduchové mezeře z 0,885 T na 0,486 T – obr. P7a) [40], [41]. Proto rotor musí být vybaven hřídelem z neferomagnetického materiálu nebo neferomagnetického pouzdra mezi feromagnetickým hřídelem rotoru a magnetickým obvodem rotoru (obr. P7b) [41].



Obr. P7 – a) nesprávně zvolený hřídel z feromagnetického materiálu,
b) správně zvolený hřídel z neferomagnetického materiálu [41]

Obr. P8a ukazuje topologii rotoru s magnety v hlubokých drážkách symetrický rozložených, obr. P8b pak ukazuje antisymetrické rozložení magnetů. Toto rozložení (obr. P8b) je v některých publikacích označováno jako SIEMOSYN a držitelem tohoto patentu je SIEMENS Německo [7].



Obr. P8 – a) rotor s magnety obdélníkového tvaru v hlubokých drážkách – symetrické rozložení,
b) rotor s magnety obdélníkového tvaru v hlubokých drážkách – antisymetrické rozložení [14]

Z výše uvedených prezentovaných topologií rotorů SMPM je patrné, že synchronní stroje s permanentními magnety se primárně vesměs liší právě jimi (následně pochopitelně i druhem použitého vinutí apod.). Výzkumy založené na tvorbách nových topologií, resp. konfigurací magnetů v rotorové části stroje vedou jak v tuzemsku, tak i v zahraničí ke snaze stálého zlepšování a

zdokonalování provozních vlastností těchto strojů (výzkumy zaměřené především na snížení ztrát), které se však promítnou do konečné ceny stroje. Ovšem na druhé straně konkurenční taktiky nesoucí se v duchu nabídnout stroj za co nejnižší cenu mohou být významně promítnuty do onych vlastností, především budou mít negativní dopad na dynamiku, moment, hustotou výkonu, mechaniku, účinnost, životnost, spolehlivost apod. Následující tabulka pak ukazuje srovnání rotorů SMPM s magnety nalepenými na povrchu (SM – SMPM) a s magnety uloženými uvnitř železa (I – SMPM) [7].

Tab. P5 – Srovnání rotoru s magnety na povrchu železa
(SM – SMPM) a rotoru s magnety v železe rotoru (I – SMPM)

Rotor s magnety nalepenými na povrchu	Rotor s vnitřně uloženými magnety
Hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře je menší, než hodnota remanentní magnetické indukce	Hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře může být vyšší, než hodnota remanentní magnetické indukce - v případě, že stroj je více než čtyřpólový
Jednoduchá konstrukce motoru	Konstrukce motoru je poměrně složitá (rotor vyžaduje hřídel z neferomagnetické oceli)
Malá hodnota reakčního toku kotvy	Vyšší hodnota reakčního toku kotvy (vyžaduje dražší měnič)
Permanentní magnety nejsou chráněny proti působení pole kotvy	Permanentní magnety jsou chráněny proti působení pole kotvy
Má ztráty vířivými proudy v permanentních magnetech (je-li vodivost permanentních magnetů větší než nula)	Nemá ztráty vířivými proudy v permanentních magnetech
Tlumič v podobě provedení objímky	Tlumič v podobě klecového vinutí

Stroje s povrchovým uspořádáním magnetů (obr. P5a – P5d) můžeme uvažovat za typ stroje s **nevyjádřenými póly**, neboť vzduchová mezera je z obecného pohledu velká a vliv reakce kotvy je na magnetický tok pólu velmi slabý [6]. Permanentní magnety rotoru jsou v podstatě umístěny ve vzduchové mezeře a představují materiál s permeabilitou v ideálním případě rovno μ_0 , avšak ve skutečnosti je permeabilita materiálu magnetu rovna $\mu_0 = 1,02 - 1,10$, přičemž přesná hodnota bude záviset na druhu a kvalitě použitého materiálu permanentních magnetů. Z tohoto důvodu můžeme považovat celou vzduchovou mezeru i včetně permanentních magnetů za homogenní prostor s celkovou permeabilitou μ_0 a proto se tento typ stroje pokládá za typ s **hladkým rotorem**, resp. rotor s nevyjádřenými póly. S tím i souvisí analýza vlastností těchto strojů. Reaktance v podélné a příčné ose jsou si rovné, tzn. $X_d = X_q$, nicméně chceme-li přece jen v rámci analýzy stroje tyto reaktance

odlišit, potom bude nutno získat skutečnou hodnotu materiálu magnetu μ_{rm} a tím pádem bude $X_d > X_q$.

Vztah pro elektromagnetický moment motoru pak bude [6]

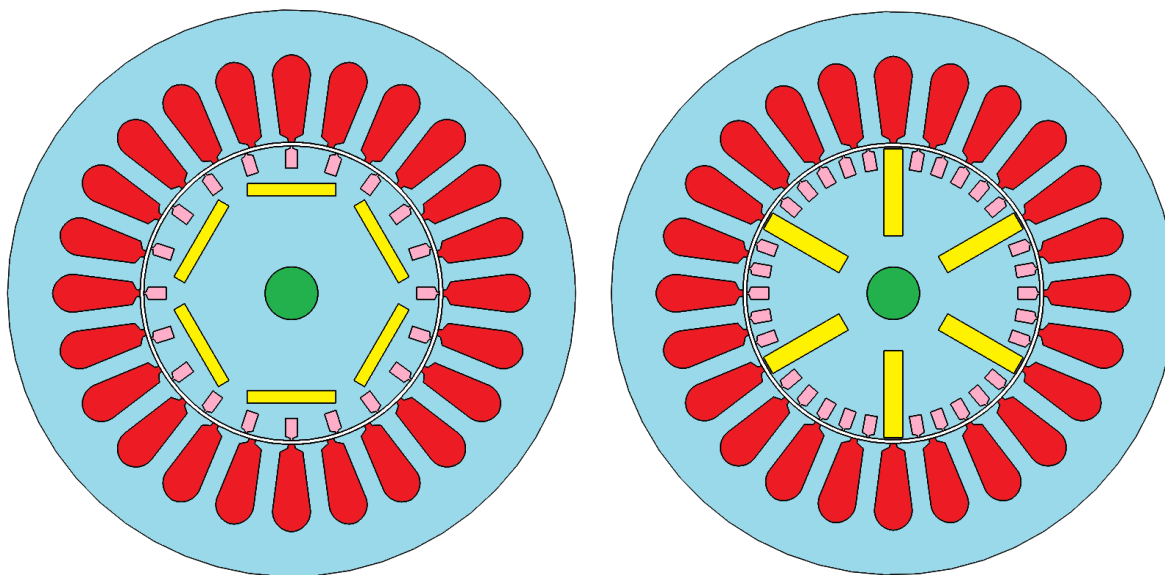
$$M_e = \frac{3}{\omega_s} \cdot \left(\frac{U_s \cdot U_{ib}}{X_d} \cdot \sin \beta + U_s^2 \cdot \frac{X_d - X_q}{2 \cdot X_d \cdot X_d} \cdot \sin 2\beta \right) \quad (P1)$$

kde ω_s je úhlová synchronní rychlost, U_s je svorkové napětí, U_{ib} je indukované napětí od buzení, X_d je reaktance v ose d , X_q je reaktance v ose q a β je zátěžný úhel.

V opačném případě změníme-li topologii rotoru a tedy magnety uložíme do železa rotoru, docílíme té skutečnosti, že reaktance v ose X_q bude větší ($X_d < X_q$). Tento nepoměr pak začne vyvíjet reluktanční moment ve stroji. Reluktanční moment zvyšuje přetížitelnost motoru a rovněž je i projektanty elektrických pohonů využíván k návrhu pohonu s energeticky optimálním řízením. Stroje s magnety v železe rotoru (obr. P4a – P4i) lze tedy pokládat za typ stroje s **vyjádřenými póly**. Celkový elektromagnetický moment bude dán součtem momentu budícího (synchronního) a reluktančního, jak ukazuje rovnice (P1), avšak s tím rozdílem, že $X_d < X_q$ a tedy druhá složka vztahu (P1) bude záporná (rovnice P2). Z toho je i patrné, že stroj s magnety uvnitř rotoru dosáhne maximální hodnoty momentu při úhlu $\beta > 90^\circ$, což představuje značnou změnu oproti stroji s magnety na povrchu rotoru, kde se maximálního výsledného momentu dosáhne při úhlu $\beta < 90^\circ$.

$$M_e = \frac{3}{\omega_s} \cdot \left(\frac{U_s \cdot U_{ib}}{X_d} \cdot \sin \beta - U_s^2 \cdot \frac{X_q - X_d}{2 \cdot X_d \cdot X_d} \cdot \sin 2\beta \right) \quad (P2)$$

Řada synchronních strojů buzených permanentními magnety často disponují klecí nakrátko (tzv. amortizér – obr. P9 (vyznačeno růžově)). Tyče amortizéru jsou vždy uloženy nejbližší vnějšímu průměru rotoru tak, aby plnily svůj význam, nicméně umístění tyčí vždy ovlivní daná topologie rotoru SMPM. V případě motorického chodu stroje tlumící vinutí zajišťuje plynulý rozběh motoru (asynchronní rozběh), chrání magnety před nežádoucí demagnetizací a zabraňuje kývání. V případě generátorického chodu tlumící vinutí rovněž chrání magnety před nežádoucí demagnetizací a tlumí dynamické rázy (potlačuje nežádoucí rázové proudy vznikající důsledkem přechodných dějů v soustavě, do které pracuje).



Obr. P9 – Různá provedení rozběhových klecí s ohledem na topologii rotoru (uložení magnetů) [14]

Nelze ani opomenout výkonovou elektroniku, která má rovněž svůj podíl na stále větším zavádění SMPM do různých pohonů. V důsledku výrazných změn polovodičů se tak za poslední léta otevřely nové možnosti aplikace synchronních motorů s permanentními magnety. Především servopohony napájené ze střídavých měničů našly mnohem širší uplatnění. Běžně se dnes lze setkat se servomotorem s výkonem desítek kW při rychlosti 1500 min^{-1} . V případě požadavku na vysoký výkon lze vyrobit synchronní stroj s permanentními magnety v řádu jednotek MW. Elektrické pohony s motory napájené sinusovým proudem jsou účinnější a dosahují vyšší hustoty momentu, než motory napájené proudem s obdélníkovým průběhem [32]. Motory s rotorem dle obr. P5a – P5d (SM – SMPM) napájené sinusovým proudem vytvářejí maximální moment právě tehdy, jsou-li řízeny v příčné ose momentu. To bohužel vyžaduje vybavení rotoru přesným čidlem polohy, který regulaci pohonu umožní. Synchronní motory s permanentními magnety na povrchu rotoru je vhodné použít především v těch pohonech, kde výhody přesného polohového řízení a vyšší dosažitelné hustoty momentu časem vykompenzují vyšší pořizovací náklady na systém řízení motoru. Na druhé straně synchronní motory s magnety uloženými v železe rotoru (obr. P4a – P4i) lze řídit i bez snímače polohy [33]. V tomto případě se využívá pro přesné určení polohy rotoru rozdílných hodnot indukčnosti v ose d a v ose q (L_d , L_q), ovšem jen při nízkých otáčkách.

V současné době se synchronní stroje s permanentními magnety vyrábějí ve značném výkonovém rozsahu, a to od desítek wattů až po jednotky megawattů, a i přestože mají vyšší účinnost, než stroje s klasickými budícími cívkami stejného výkonu, bude magnetická indukce vždy značně nižší v případě, že se použijí feritové magnety, na rozdíl od magnetů neodymových [6]. Ze vztahu (P3) je patrné, že snížením hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ je nutno například zvýšit objem kotvy stroje ($D^2 \cdot l_{FE}$), chceme-li zachovat stejnou hodnotu vnitřního výkonu P_i . V praxi se toto obvykle řeší prodloužením kotvy.

$$P_i = k_v \cdot B_\delta \cdot A \cdot D^2 \cdot l_{FE} \cdot n \quad (P3)$$

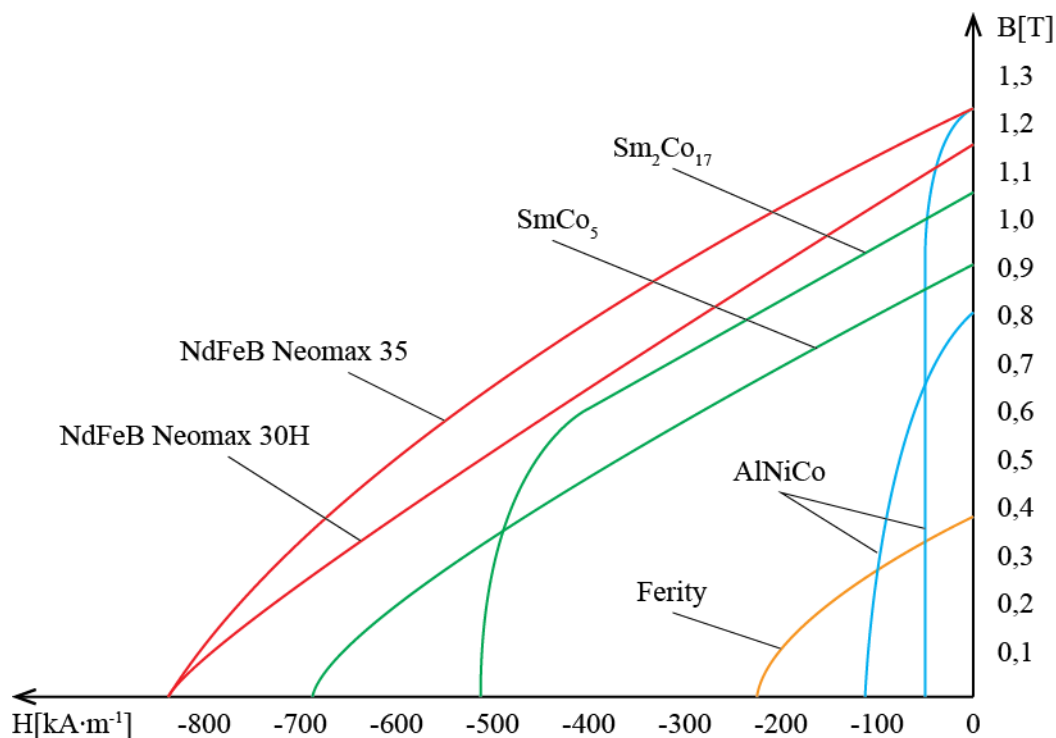
kde k_v je činitel vinutí, B_δ je magnetická indukce ve vzduchové mezeře, A je měrné proudové zatížení povrchu kotvy, D je průměr kotvy, l_{FE} je délka železa rotoru a n rychlost otáčení kotvy.

Ze vztahu (3) tedy plyne, že zvýšení účinnosti lze dosáhnout za cenu větší hmotnosti, objemu a pořizovacích nákladů. Rovněž lze pracovat s účínkem blížící se hodnotě 1 (tab. P1). Snížení požadované hodnoty jalového výkonu povede ke snížení pořizovací ceny měniče. Pokud je však stroj s buzením permanentními magnety navržen tak, že pracuje s účínkem $\cos\varphi = 1$ při jmenovitém zatížení, potom při odlehčení bude účíník silně kapacitního charakteru a v důsledku bude mít stroj nízkou (špatnou) účinnost [6].

P1.3 PERMANENTNÍ MAGNETY POUŽÍVANÉ VE STAVBĚ SYNCHRONNÍCH STROJŮ BUZENÝCH PM

Permanentní magnety mohou budit magnetické pole ve vzduchové mezeře bez potřeby jakéhokoliv dalšího vinutí napájeného stejnosměrným proudem. Stejně jako u všech jiných feromagnetických materiálů i zde jsou magnetické vlastnosti permanentních magnetů určeny jejich hysterezní smyčkou. Hysterezní křivka permanentních magnetů je široká a proto se permanentní magnety řadí do skupiny magneticky tvrdých materiálů s vysokou koercitivní silou.

Pro dosažení co nejvyššího měrného momentu stroje je nutno dosáhnout co nejvyššího elektromagnetického využití stroje. V současnosti jsou výkony synchronních strojů s permanentními magnety omezeny především tepelně – ventilačními poměry (schopnost odvodu ztrátového tepla mimo stroj) a demagnetizačním účinkem na magnety důsledkem působení reakce kotvy. Abychom předešli demagnetizačnímu účinku vlivem reakce kotvy, musíme zvolit takový materiál magnetu, který má pokud možno co největší koercitivní sílu H_c (obr. P10) a současně dostatečnou délku ve směru magnetování. Tím vytvoříme dostatečné magnetické napětí. Druhým negativem pro materiály permanentních magnetů je teplota, vůči které jsou PM vystaveny. U materiálů permanentních magnetů definujeme tzv. Curieho teplotu, při níž dochází ke snížení magnetizace permanentních magnetů na nulu, avšak jsou-li permanentní magnety vystaveny pouze vysokým teplotám, které však současně Curieho teplotě nedosahují, pak jen hovoříme o metalurgických změnách – tab. P6 [6], [43].



Obr. P10 – Srovnání demagnetizačních křivek vybraných typů permanentních magnetů [6], [55]

Tab. P6 – Kritické teploty pro materiály permanentních magnetů

Typ materiálu	Teplotní koeficient remanence	Metalurgické změny	Curieho teplota
	TK B_r [%/°C]	[°C]	T_c [°C]
AlNiCo	-0,02	550	890
Ferity	-0,20	1080	450
SmCo	-0,04	300	700
NdFeB	-0,11	200	310

V případě metalurgických změn může dojít ke snížení schopnosti materiálu zmagnetovat se nebo se může stát magnet nemagnetickým. Výše uvedené požadavky budou splňovat pochopitelně dražší magnetické materiály, avšak za cenu toho, že spolehlivě překonají vysoké teploty vzniklé za provozu stroje, kterým budou vystaveny. V současné době rozlišujeme tři základní skupiny materiálů permanentních magnetů [44], [45], [48], [49], [50], [51], [52], [53], [54].

- 1) **MATERIÁLY PM NA BÁZI SLITIN** – do této skupiny patří v současné době materiál magnetu označovaný jako *AlNiCo*. Základními stavebními prvky jsou hliník, nikl a kobalt. Mezi další přísady pak patří železo, měď anebo titan. Ze všech druhů magnetů se magnety *AlNiCo* vyznačují vysokou tepelnou odolností a rovněž i vysokou Curieho teplotou a s ní i pochopitelně související pracovní teplotou. Dále se vyznačují vysokou hodnotou remanentní

magnetické indukce a současně nízkou hodnotou koercitivní síly. Chemicky jsou vysoce odolné – především vůči korozi. Magnetické vlastnosti magnetu s největším současně dostupným energetickým součinem ukazuje následující tabulka [49], [50], [52].

Tab. P7 – Vlastnosti jednoho z nejsilnějších současně dostupných magnetů AlNiCo

Typ materiálu	Remanentní magnetická indukce	Koercitivní síla	Maximální energetický součin	Maximální pracovní teplota	Curieho teplota
	B_r [T]	H_c [$\text{kA} \cdot \text{m}^{-1}$]	$(B \cdot H)_{\max}$ [$\text{kJ} \cdot \text{m}^{-3}$]	$T_{W\max}$ [$^{\circ}\text{C}$]	T_c [$^{\circ}\text{C}$]
LNG60	1,135	56	60	525	890

- 2) *KERAMICKÉ MAGNETY (FERITY)* – jsou vyrobeny z keramických oxidů – *FERITŮ*. Základním prvkem je železo (80%), bárium (20%) anebo stroncium. Tvarování magnetů probíhá lisováním, avšak nevýhodou je jejich křehkost. Ferity jsou sice tvrdé, avšak choulostivé na rozbití. Feritové magnety mají ve všech směrech stejné magnetické vlastnosti, jsou odolné proti chemickým vlivům včetně oxidace a ceny jsou velmi příznivé. Magnetické vlastnosti moderního feritu ukazuje tab. P8 [49], [50], [52].

Tab. P8 – Vlastnosti jednoho z nejsilnějších současně dostupných feritových magnetů

Typ materiálu	Remanentní magnetická indukce	Koercitivní síla	Maximální energetický součin	Maximální pracovní teplota	Curieho teplota
	B_r [T]	H_c [$\text{kA} \cdot \text{m}^{-1}$]	$(B \cdot H)_{\max}$ [$\text{kJ} \cdot \text{m}^{-3}$]	$T_{W\max}$ [$^{\circ}\text{C}$]	T_c [$^{\circ}\text{C}$]
F35	0,430	250	35	250	450

- 3) *MAGNETY Z KOVŮ VZÁCNÝCH ZEMIN* – do této skupiny patří *SAMARIUM – KOBALTOVÉ MAGNETY (SmCo)* a také *NEODYMOVÉ MAGNETY (NdFeB)*. Neodymové magnety jsou v současnosti nejsilnějšími a také nejvíce používanými permanentními magnety v synchronních strojích buzených PM. Disponují vynikajícími magnetickými vlastnostmi jako je remanentní magnetická indukce a maximální energetický součin. Základními stavebními prvky jsou železo s přísadami neodymu a bóru. V závěru výroby se do slitiny rovněž přidává i kobalt a dysprózium, které ještě vylepší magnetické vlastnosti materiálu magnetu – především B_r , H_c a zvýšení tepelné odolnosti. Vyrábí se lisováním a následným spékáním a je i možnost povrchové úpravy – pozlacení, chromování, niklování, povléknutí hliníkem apod. To je i důvod, proč jsou vzhledově pěkné, lesklé a hladké, avšak na druhé straně chemicky méně odolné – oxidují. Z výše uvedeného plyne výhoda minimalizace rozměrů magnetů v rámci projektování SMPM.

Samarium – kobaltové magnety jsou druhým nejsilnějším typem permanentních magnetů po neodymových permanentních magnetech. Hlavní složky tvoří samarium a kobalt. Ty bývají v poměru buď 1:5 (SmCo_5) anebo 2:17 ($\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$). Pochopitelně daný poměr těchto složek určuje jejich výsledné magnetické vlastnosti a maximální pracovní teplotu. Výroba magnetů SmCo je shodná s výrobou magnetů NdFeB, nicméně vysoký obsah kobaltu se citelně projeví na ceně magnetu. SmCo magnety jsou z tvrdých materiálů s vysokou hodnotou maximálního energetického součinu, což opět i zde výhodně umožňuje snížit rozměry magnetů na rozdíl od feritových či AlNiCo. SmCo magnety nejsou odolné vůči kyselinám a rozpouštědlům. Následující tabulka ukazuje vlastnosti současně dostupných nejsilnějších SmCo a neodymového magnetu [46], [49], [50], [52].

Tab. P9 – Vlastnosti současně dostupných jedny z nejsilnějších SmCo a NdFeB magnetů

Typ materiálu	Remanentní magnetická indukce	Koercitivní síla	Maximální energetický součin	Maximální pracovní teplota	Curieho teplota
	B_r [T]	H_c [$\text{kA} \cdot \text{m}^{-1}$]	$(B \cdot H)_{\max}$ [$\text{kJ} \cdot \text{m}^{-3}$]	$T_{W\max}$ [$^{\circ}\text{C}$]	T_c [$^{\circ}\text{C}$]
$\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ (NMM-30)	1,10	836	1195	250	800
NdFeB (N52)	1,48	876	422	80	310

Životnost permanentních magnetů bude úzce spojena jejich vhodným aplikováním a pochopitelně ovlivní i životnost celého stroje [47]. U synchronních strojů s PM je nutno při návrhu vzít v úvahu teplotu prostředí, ve kterém stroj bude pracovat a jak často bude vystaven teplotním změnám (dočasná vyšší teplota vzduchu v okolí stroje by mohla znamenat snížení schopnosti odvodu ztrátového tepla mimo stroj), dále možnost působení silných magnetických polí v místě umístění stroje a nepochybně i radiace v blízkosti stroje (postupné narušení struktury materiálů permanentních magnetů důsledkem působení radioaktivního záření). V závěru pak tabulka P10 ukazuje komplexní srovnání vlastností materiálů permanentních magnetů, se kterými se lze v současné době setkat.

Tab. P10 – Komplexní srovnání současně dostupných moderních permanentních magnetů

Typ materiálu	Remanentní magnetická indukce	Koercitivní síla	Maximální energetický součin	Curieho teplota
	B_r [T]	H_c [$\text{kA} \cdot \text{m}^{-1}$]	$(B \cdot H)_{\max}$ [$\text{kJ} \cdot \text{m}^{-3}$]	$T_{C\max}$ [$^{\circ}\text{C}$]
AlNiCo	0,55 - 1,35	42 - 152	8,82	890
Ferity	0,20 - 0,45	125 - 310	6,5 - 40,6	450
SmCo	0,85 - 1,10	600 - 836	110 - 240	700
NdFeB	1,00 - 1,48	756 - 2785	220 - 422	310

P1.4 SOUČASNÉ METODY ZVYŠOVÁNÍ ÚČINNOSTI

Pokroky ve vývoji hardware počítačů, výpočetních programů principiálně založených na metodě konečných prvků, metodám umělé inteligence apod., nám dnes přináší nové možnosti v rámci výrobních i optimalizačních procesů synchronních strojů s permanentními magnety. Autor [57] ve své disertační práci ověřuje použití metod umělé inteligence v optimalizačních procesech elektrických strojů s permanentními magnety na rotoru, přičemž se současně zaměřuje na ty algoritmy, které jsou pro optimalizaci SMPM nejvhodnější. Autor konkrétně ověřuje efektivitu a vhodnost použití. Autor se zaměřil na zvyšování účinnosti, snižování harmonického zkreslení a eliminaci parazitních složek momentu při zachování jmenovitých hodnot stroje. Závěrem výzkumu prezentoval algoritmus SOMA jako nejvhodnější pro optimalizaci synchronních strojů s permanentními magnety. Dále prezentoval vhodný typ a tvar účelové funkce, která je pro optimalizaci velmi důležitá. Autor ukázal, že na správné volbě účelové funkce závisí rychlost, efektivita a citlivost optimalizačních parametrů. Optimální návrh SMPM, jakožto výstup optimalizačního algoritmu byl následně ověřen na laboratorních vzorcích, čímž autor potvrdil výstupy programu – tedy výstupy optimalizačního procesu.

Jiní autoři se v publikaci [56] zaměřili na analýzu ztrát SMPM a jeho následnou optimalizaci s využitím metod umělé inteligence – aplikací tzv. genetického algoritmu. V rámci samotného výzkumu bylo definováno několik optimalizačních kritérií, jako jsou celková hmotnost stroje a hmotnost permanentních magnetů, které však mají dosahovat co nejnížší hodnoty. Dalšími kritérii byly točivý moment a účinnost motoru, které naopak měly být maximální. Autoři vidí výhodu této metody v získání několika optimálních řešení, z nichž mohou vybrat to nejlepší pro danou aplikaci, popř. zvolit kompromis mezi dílčími výsledky. Zkoumaným stojem byl 10 kW motor (SM – SMPM), jehož model byl vytvořen v programu ANSOFT MAXWELL. Genetický optimalizační algoritmus byl aplikován na elektromagnetické, mechanické a tepelně – ventilační modely. Výsledky optimalizačního procesu ukázaly, že volba nejlepšího řešení z několika nabízených vede k maximální možné hustotě momentu za cenu snížení hmotnosti stroje. Výstupy optimalizace také ukázaly, že změnou vnějšího průměru rotoru, vnitřního průměru statoru, statorového jha, délky a tloušťky magnetu, počtu drážek na pól a fázi a změnou rozměrů drážek lze dosáhnout zvýšení účinnosti. Závěrem se ukázalo, že genetický algoritmus je vhodný pro účel optimalizace synchronních strojů s permanentními magnety.

V publikaci [58] autoři zaměřili svou práci na minimalizaci vířivých proudů v permanentních magnetech, neboť jejich vlivem se magnet zahřívá na teplotu, při které hrozí riziko demagnetizace. Autoři se soustředili na změnu geometrie synchronního stroje s permanentními magnety. Zkoumaný stroj disponoval magnety uloženými v železe rotoru. Pomocí metody konečných prvků (FEM) autoři získali průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Z tohoto průběhu určili amplitudu a frekvenci změn magnetické indukce. Následně autoři pomocí těchto údajů vypočítali ztráty vířivými proudy a na základě těchto analytických výsledků provedli zkosení statorových drážek, čímž dosáhli menší pulsace magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Druhou změnou návrhu bylo umístění

permanentních magnetů hlouběji do rotoru. Magnety byly hlouběji uloženy o 1,8 mm níž vzhledem k původní koncepci. Třetí změnou bylo zvětšení otevření drážky z 2 mm na 3,75 mm. Autoři uvádějí, že harmonické zkreslení magnetické indukce v permanentním magnetu pokleslo ze 46 % na 9,4 % a ztráty vířivými proudy poklesly z hodnoty 419 W na hodnotu 208,5 W. V neposlední řadě autoři uvádějí, že výše uvedenými geometrickými úpravami I – SMPM se možnost demagnetizace magnetu vlivem teploty výrazně snížila.

Autoři v publikaci [59] řeší optimalizaci účinnosti synchronního motoru s permanentními magnety z pohledu napájení. Vycházejí ze skutečnosti, kdy napájením čistě sinusovým proudem získáme průběh točivého momentu bez zvlnění. Protože však v praxi napájení dokonale čistým sinusovým proudem neexistuje, tak autoři si kladli za cíl alespoň maximální minimalizaci zvlnění momentu s ohledem na maximální účinnost stroje, přičemž stěžejní částí výzkumu bylo najít optimální poměry mezi proudem motoru a zpětnou elektromotorickou silou. Autoři řešení vidí v optimálním návrhu buzení (magnety – tedy rozměry, uložení a vlastnosti) a rovněž i v měniči. Neoptimálnějšího průběhu proudu motoru dosáhli díky vylepšenému návrhu buzení a rovněž i řízení měniče. Prokázali tak vliv těchto změn na zlepšení účinnosti motoru s ohledem na minimalizaci zvlnění momentu. V rámci nalezení optimálního poměru mezi proudem motoru a zpětnou elektromotorickou silou autoři využili algoritmů umělé inteligence.

Pracovníci vědy a výzkumu [60] se zabývali analýzou účinnosti motorů s permanentními magnety v železe rotoru, přičemž analyzované stroje byly ve všech případech vybaveny dvěma různými vinutími, uloženými ve stejných statorových drážkách. Motory se lišily pouze počtem pólových dvojic. Cílem bylo zkoumat vliv změny rychlosti otáčení v závislosti na změně účinnosti motorů. Ukázalo se, že 2pólový a 4pólový motor vykazoval nejlepší výsledky – tedy minimální změny účinnosti se změnou rychlosti. V rámci vyhodnocení účinnosti jednotlivých motorů byly všechny parametry zatěžování nastaveny tak, aby výsledky u všech motorů byly srovnatelné.

V práci [61] se autoři zaměřili na vytvoření přesného modelu v programu FEMM (metoda konečných prvků) na určování ztrát v I – SMPM. Autoři vykonali měření na motoru a následně z naměřených hodnot určovali koeficienty hysterezních ztrát K_h a vířivých proudů K_e . Zjistili, že tyto koeficienty se mění v závislosti na magnetické indukci. Autoři získaný průběh použili v simulacích a porovnali je s měřeními, přičemž dosáhli lepší shody výsledků, než s klasickým analytickým modelem výpočtu ztrát v železe. Ze simulace autoři zjistili, že ztráty v železe rotoru narůstají s rostoucí rychlostí víc v I – SMPM s zlomkovým rozloženým vinutím ($q = 1,5$), než v I – SMPM s rozloženým vinutím s celočíselným počtem drážek na pól a fázi ($q = 2$). Pro účel ověření simulovaných dat byl použit prototyp I – SMPM s parametry $Q_s = 36$, $2p = 8$ a $P = 3 \text{ kW}$. Ze závěrečného srovnání ztrát je patrné, že upravená metoda výpočtu má menší chybu, než klasické způsoby výpočtu ztrát.

Autoři v článku [62] prezentovali výsledky optimalizace synchronního stroje s magnety na povrchu rotoru s použitím kombinace hybridního algoritmu PSO a deterministického chaosu. Optimalizovaným parametrem byla účinnost při zachování geometrie stroje a proměnnými parametry naopak byly rozměry a uložení magnetů včetně jejich tvarů. Autoři zde ukázali, že kombinace výše uvedených algoritmů metod umělé inteligence je vhodná pro řešení složitějších problémů, neboť srovnáním s jinými algoritmy zde našli především úsporu v čase v rámci vlastních výpočtů a rovněž i jednoduchost nastavení parametrů. Autoři hodnotí použití kombinace hybridního algoritmu PSO a deterministického chaosu velice kladně a přínosně, neboť magnetostatická analýza v rámci této úlohy je řešena nejen rychle, ale i s velmi přesnými výsledky. V závěru výzkumu se tak podařilo nalézt nejen nejoptimálnější tvar magnetu včetně jeho rozměrů, ale i maximálně snížit jeho hmotnost. Měřením na reálném prototypu se pak potvrdily výstupy numerického modelu – primárně zvýšení účinnosti.

Další autoři [63] ve své práci vykonali optimalizaci výkonu a momentu synchronního motoru s permanentními magnety v železe rotoru (I – SMPM) změnou geometrického uspořádání motoru. Na optimalizaci použili citlivostní analýzu, která zkoumá, jak se změní MKP model stroje při postupných změnách vstupních parametrů. Zkoumaný motor disponoval jmenovitými parametry $M_n = 10 \text{ N} \cdot \text{m}$, $n_n = 1000 \text{ min}^{-1}$ a $I_N = 18 \text{ A}$. Autoři provedli návrh nového motoru, kde prodloužili magnetický obvod původního stroje o 10 mm , zvýšili výšku magnetů o $0,2 \text{ mm}$ a změnili počet pólů z původních $2p = 6$ na $2p = 8$. Na statoru zůstaly původní drážky, nicméně vlivem změny počtu pólů bylo navrženo nové dvojvrstvé zlomkové vinutí. Těmito úpravami bylo dosaženo zmenšení zvlnění momentu a přetížitelnost stroje vzrostla z 1,63 na 2,72. Hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje klesla, což vedlo k menšímu sycení stroje a menším ztrátám v železe.

Práce [64] prezentuje výsledky výzkumu, jehož cílem bylo srovnat vybrané provozní vlastnosti (momentová charakteristika, výkon, účinnost) synchronních strojů s permanentními magnety v železe rotoru (I – SMPM), přičemž byly srovnávány dva stroje – první s magnety v jedné vrstvě a druhý s magnety ve dvou vrstvách (obr. P12). Oba stroje byly srovnávány za stejných podmínek, tzn. stejný výstupní výkon a moment, přičemž stěžejní částí výzkumu bylo posoudit, zdali aplikaci další vrstvy magnetů v rotorové části stroje dojde k navýšení účinnosti. Autoři v rámci vlastního výzkumu aplikovali metodu ekvivalentního obvodu spojenou s metodou konečných prvků, neboť součástí výzkumu bylo i objasnit podstatu rotoru s dvouvrstevným uložením magnetů (dvě vrstvy lze chápat jako dva magnety pod sebou uložené v železe rotoru – obr. P12) na jeden pól. Výzkum ukázal, že aplikace dvou vrstev magnetů snižuje rozptylový rok, což jim potvrdily i analytické výpočty. Rovněž došlo i ke zlepšení účinníku a zvětšení rozsahu otáček, při kterém je stroj schopen při zatížení ještě udržovat konstantní výkon.

V publikaci [65] autoři popisují nové materiály plechů určené pro statorové a rotorové plechy v I – SMPM. Porovnávají slitinu kobalt – železo pod názvem *VacoFlux 50* s běžnými plechy obsahujícími křemík. Autoři porovnávali vlastnosti celkem třech statorových jader se stejnými rozměry, nicméně

každé bylo vyrobené z jiného materiálu. První byl z materiálu *VacoFlux 50*, který byl žíhaný, druhý byl ze stejného materiálu, avšak nežíhaného a třetí byl ze standardního elektrotechnického plechu používaného ve stavbě střídavých elektrických strojů. Srovnáním bylo zjištěno, že nežíhaný *VacoFlux 50* měl nejhorší magnetické vlastnosti. Naopak žíhaný *VacoFlux 50* měl při intenzitě magnetického pole $H_c = 4000 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$ vyšší magnetickou indukci, a to o 0,2 T oproti standardnímu plechu. Autoři tak uvažují, že aplikaci plechů pro SMPM převzatých z asynchronních strojů sice sníží náklady na výrobu, avšak za cenu toho, že vzrostou ztráty v železe stroje. Proto v závěru výzkumu vyvodili závěr a doporučují použití nových materiálů pro konstrukci SMPM při současném zachování tvaru plechů použitých pro asynchronní stroje.

Autoři [66] provedli optimalizaci účinnosti pomocí úprav magnetického obvodu synchronního stroje s magnety na povrchu rotoru pomocí analytických výpočtů a s použitím MKP (FEM model) a metody umělé inteligence – genetický algoritmus. Optimalizovanými parametry byly vnitřní průměr statoru, vnější průměr rotoru a rozměry statorové drážky. Za neměnné parametry autoři zvolili moment motoru, remanentní magnetickou indukci permanentních magnetů, počet pólů, počet statorových drážek a materiálovou hustotu plechů statoru. Autoři nejprve provedli analytické výpočty a následně výsledky srovnali pomocí MKP (FEM model) s použitím genetického algoritmu, čímž dospěli k nové hodnotě účinnosti 88,57% z původní hodnoty 84,83%. Rovněž došlo k navýšení hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře na 0,6381 T z původní hodnoty 0,6302 T. Autoři tyto hodnoty získali jako průměrné hodnoty analytických výpočtů a výpočtů získaných pomocí MKP, přičemž odchylky zde byly minimální. Autoři i v minulosti ověřovali použití genetického algoritmu i pro jiné typy elektrických strojů a v závěru konstatují a i obecně potvrzují vhodnost použití genetického algoritmu pro optimální návrh střídavých elektrických strojů točivých.

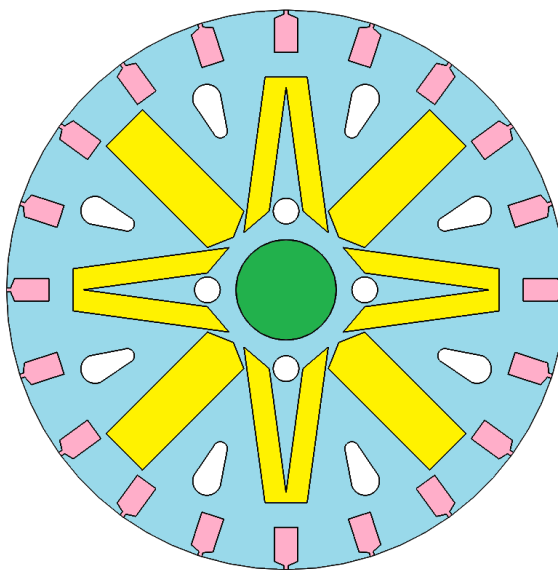
V práci [67] se autoři zaměřili na výpočet vířivých proudů v magnetech synchronního stroje pomocí detekce změny magnetické indukce v permanentních magnetech a následným výpočtem pro ztráty vířivými proudy. Výzkum byl realizován pomocí programu MAXWELL (MKP). Autoři se rozhodli vykonat srovnání 2D a 3D modelu. V rámci vlastního výzkumu autoři zaznamenali nepřesnost při modelování ztrát vířivými proudy pro obě dvě metody. 2D metoda vykazovala větší nepřesnost, avšak oproti 3D metodě kladla menší nároky na čas výpočtu. Autoři se následně rozhodli vykonat analytický návrh, kterým by se vysoká nepřesnost 2D metody mohla korigovat a tím by se i ušetřila doba výpočtu. V případě první korekce uvažují, že měrný odpor permanentního magnetu je funkcí teploty a je tedy proměnný. Dále autoři zavádí korekční činitel F jako funkci rozměru magnetu, čímž upravili měrný odpor permanentního magnetu. Metodou konečných prvků (2D a 3D model) byly určeny ztráty při frekvencích 300 Hz a 3 kHz. Autoři svou prací potvrdili, že ve 2D modelu jsou výpočty ztrát vířivými proudy značně odlišné, na rozdíl od 3D modelu. Korekce výsledků s ohledem na rozměry magnetu a vliv teploty tak přinesla zpřesnění výpočtů a přiblížení se k hodnotám 3D modelu.

Jiní autoři se v práci [68] zabývali návrhem a optimalizací synchronního motoru s permanentními magnety pro pohony tzv. inteligentních výtahů. Původní pohon, tedy asynchronní motor s kotvou nakrátko a klasickou převodovkou vykazoval účinnost jen kolem 76%. Snahou tak bylo aplikovat synchronní motor s permanentními magnety s účinností alespoň 90%. V rámci vlastního výzkumu autoři prezentují novou optimalizačně - konstrukční metodu pod názvem „Taguchi method“. Dle Taguchiho nejsou výrobky, které se nachází v mezích tolerance, stejně kvalitní a bezztrátové. Jakákoliv odchylka znamená projev nekvality a zákazníkovi toto přináší ztráty. Ty jsou tím větší, čím je větší odchylka. Předpokladem je zde tedy skutečnost, že u každého výrobku – motoru jsou sledovány určité vlastnosti (rozměry, hmotnost, účinnost apod.), podle kterých posuzujeme mimo jiné i jeho kvalitu. Dané vlastnosti (charakteristiky) mají vždy stanovenou optimální hodnotu (průběh). Nekvalita se pak projeví odchylkami od optimálních hodnot, což v důsledku představuje jistou ztrátu projevující se zvýšenými náklady na provoz, údržbu, ekologii apod. Na základě Taguchiho myšlenky autoři sestavili algoritmus řešení (návrh motoru, návrh magnetického obvodu apod.), který sestává ze dvou dílčích algoritmů a následné konečné optimalizace. Proces začíná optimálním návrhem motoru (rozměr statorového tělesa, výkon, rychlost motoru, jmenovité napětí, jmenovitý proud, počet drážek statoru, průměr vzduchové mezery apod.), následuje analýza magnetické indukce ve stroji, která navazuje na analýzu indukovaného napětí a zvlnění momentu. Pak na základě výsledků procesu návrhu probíhala vlastní optimalizace motoru (optimalizace elektromagnetických parametrů) pomocí Taguchiho metody (klíčová faktorová analýza). Autoři vše ověřili pomocí MKP a v závěru výzkumu realizovali prototyp, na kterém měřením a diagnostikou vybrané provozní vlastnosti ověřili. Autoři hodnotí výzkum jako zdařilý, neboť se jim podařilo dosáhnout účinnosti motoru 92% a hodnotu harmonického zkreslení fázového napětí se jim podařilo maximálně eliminovat na 5%.

V práci [69] se autoři zabývali srovnáním provozních vlastností synchronních motorů s permanentními magnety získaných pomocí MKP. Vybrali si topologii s vnějším rotorem a vnitřním statorem. Celkem tedy byly vybrané tři topologie statoru: A – rozložené vinutí s počtem drážek na pól a fází $q = 1$, B – soustředné vinutí s $q = 0,5$ a C – soustředné vinutí s $q = 0,36$. Aby bylo možno motory korektně srovnat, tak autoři zajistili vzorky se stejnými rozměry statoru a rotoru. Rovněž všechny motory byly 14pólové. Motor A měl 42 statorových drážek, motor B měl 21 statorových drážek a motor C měl 15 statorových drážek. Stroje byly navrhnuté na výkon 20 kW při 2000 min⁻¹. V první fázi výzkumu autoři vykonali výpočet zvlnění momentu zapříčiněného rozdílnou magnetickou vodivostí (anglicky cogging torque). Tímto způsobem tak zkoumali vzájemný vliv mezi magnety a železem statoru. Nejvyšší zvlnění vykazoval motor A – až 10 N·m oproti motoru B (1,2 N·m) a motoru C (0,02 N·m). Vysoké zvlnění momentu bylo způsobené tím, že počet drážek na pól Q_p byl roven celému číslu.

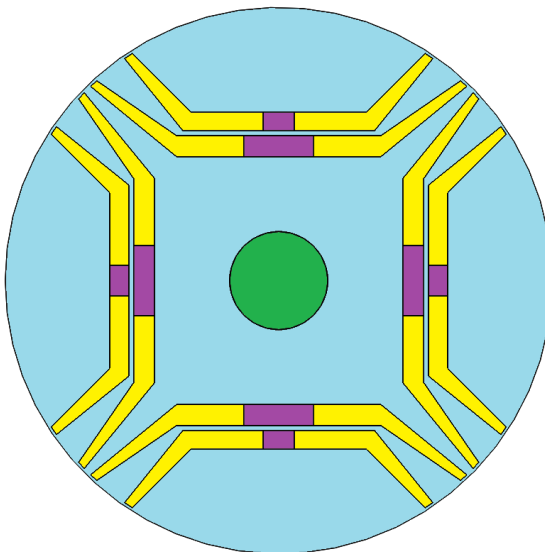
Autoři [70] se zabývali problematikou úspor elektrické energie v USA. Dle statistik z roku 2012 měly asynchronní motory 40ceti procentní podíl na celkovém množství spotřebované energie v USA.

Cílem firemních vědeckovýzkumných pracovníků z firmy [70] bylo provést analýzu a výzkum vhodných synchronních strojů s permanentními magnety s ohledem na účinnost, jako náhrady za motory asynchronní. Vědci dospěli k závěru, že mezi nejvhodnější konfigurace patří topologie rotoru podle obr. P11 (*Line Start Synchronous Motor with Permanent Magnet* – ve zkratce *LS – SMPM*, žlutě permanentní magnety axiálně magnetovány, ventilační kanály jsou bílé). AM a SMPM byly srovnány z pohledu provozních vlastností – především účinnosti a účíníku, dále pak z pohledu vibrací a hluku, přičemž v rámci výzkumu byly použity simulační programy a programy principiálně založené na metodě konečných prvků. V závěru výzkumu se výsledky potvrdily měřeními na reálných prototypu, čímž se motor dle obr. P11 potvrdil jako optimální náhrada za asynchronní motor.



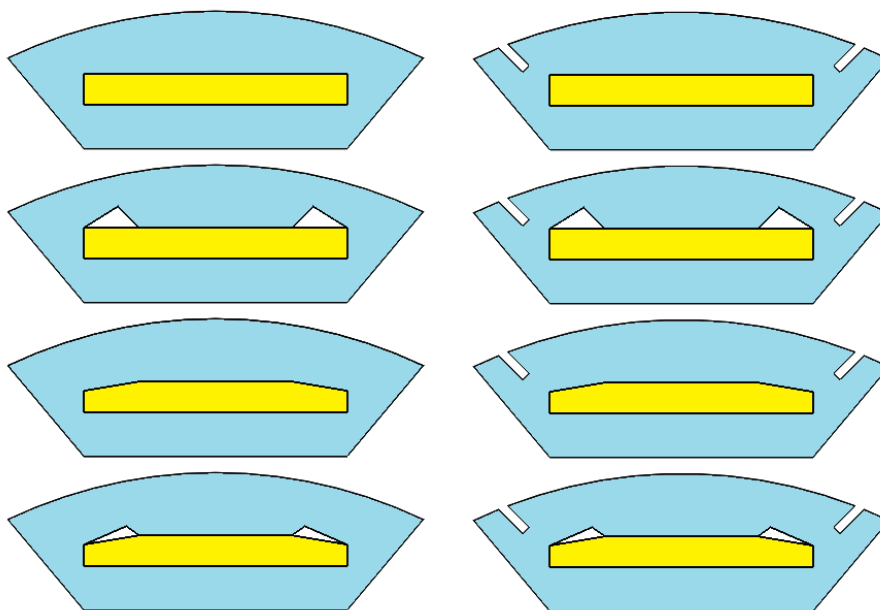
Obr. P11 – Rotor 4pólového LS – SMPM (prototyp) [14], [70]

V práci [71] autoři optimalizují synchronní motor s magnety v železe rotoru aplikací tzv. magnetických bariér (obr. P12 – fialově). Jedna se o magneticky nevodivé materiály různých vhodných profilů, vložené do drážek buďto samostatně či společně s magnetem (obr. P12) anebo může jít o vzduchovou magnetickou bariéru, jejíž cílem je v obou případech zamezit uzavírání magnetického toku právě v místě, kde jsou instalovány. Původní optimalizovaný motor v rámci analýzy vybraných provozních vlastností vykazoval příliš vysoké zvlnění momentu. Autoři tvrdí, že minimalizace zvlnění momentu lze dosáhnout aplikací vhodného počtu magnetických bariér. Pomocí algoritmu umělé inteligence hledají vhodné rozměry, tvary a počty magnetických bariér pro dosažení optimálního průběhu momentu. V závěru autoři konstatují, že nejpodstatnější je správná volba úhlu uložení každé magnetické bariéry. Autoři rovněž nedoporučují výzkum provádět způsobem pokus – omyl, neboť nejde o triviální výzkum, neboť volba správného uložení magnetických bariér závisí na mnoha faktorech, především na počtu pólů, počtu statorových drážek, druhu vinutí a objemu permanentních magnetů.



Obr. P12 – Rotor 4pólového I – SMPM s magnetickými bariérami [14], [71]

V publikaci [72] autoři prezentují výzkum založený na změnách v rotorovém magnetickém obvodu aplikací vzduchových magnetických bariér různých tvarů a rozměrů, jejichž cílem má být snížení ztrát v železe I – PMSM. Autoři vytvořili celkem 8 různých modelů (obr. P13a – P13h), jejichž vlastnosti vzájemně srovnali MKP s použitím programu FEMM.



Obr. P13a) – h) – Uspořádání osmi různých vzduchových magnetických bariér (část rotoru – zleva nahoře a), zprava dole h)) [14], [72]

Autoři po simulacích dospěli k závěru, že pravoúhlé magnety musí mít aplikovány magnetické vzduchové bariéry trojúhelníkového profilu, aby bylo docíleno maximálního snížení ztrát v železe (obr. P13a – d). V případě použití permanentních magnetů lichoběžníkového profilu autoři zjistili, že výše uvedené vzduchové bariéry nemají žádný význam (obr. P13e – h). S ohledem na maximální

výkon vykazoval nejlepší výsledky motor s topologií magnetů podle obr. P13f. Autoři závěrem konstatovali, že výroba magnetů lichoběžníkových profilů je nákladná a s ohledem na úsporu pořizovacích nákladů motorů je vhodnější volit permanentní magnety obdélníkového profilu s magnetickými bariérami.

V publikaci [94] se autoři zabývali problematikou simulace pohonu s motorem s permanentními magnety v železe rotoru (I – SMPM). Srovnávány byly celkem dvě topologie rotorů. První s jedním magnetem na jeden pól a druhá topologie disponovala 5 magnety na jeden pól, která vznikla tak, že původní magnet byl symetricky rozdělen na 5 dílčích paralelních stejných rozměrů. Autoři modelovali provozní vlastnosti pohonu, přičemž se zaměřili na moment motoru a jeho průběh. Analýzou bylo zjištěno, že tzv. segmentované magnety (5 magnetů na jeden pól uložených vedle sebe bez mezery) má vliv na celkovou účinnost pohonu. Autoři simulacemi zjistili, že segmentované magnety na místo jednoho generují nižší obsah lichých harmonických, které se v křivce průběhu momentu vyskytují, avšak za cenu mírného poklesu hodnoty momentu. V závěru výzkumu autoři výsledky ověřili měřením.

Zhodnotíme-li výše prezentované současné práce a i řadu dalších různých výzkumů realizovaných na synchronních strojích s permanentními magnety, můžeme konstatovat, že se jedná o velmi aktuální problematiku, kterou se zabývají po celém světě nejen univerzity, ale také i soukromé či státní sektory. Vědeckovýzkumní pracovníci se primárně zaměřují na ztráty těchto strojů – z toho i plynoucí účinnost a dále pak i na průběh elektromagnetického momentu, avšak nemalá pozornost je rovněž věnována i dalším vybraným provozním vlastnostem SMPM. Autoři se soustřeďují nejen na různé části stroje, ale i na samotné permanentní magnety. Velká pozornost je mimo jiné i věnována magnetickým bariérám.

Pracovníci vědy a výzkumu prakticky vždy ve svých vlastních výzkumech využívají různých technik, metod a praktik více či méně známých, především tedy v posledních letech značně rozšířených a využívaných výpočetních programů principiálně založených na metodě konečných prvků, algoritmů metod umělé inteligence či jiných výpočetních programů (např. programy s funkcí rychlé Fourierovy transformace – analýza harmonických apod.). Jsou to velice užitečné nástroje, jejichž aplikace pro účel optimalizačních procesů moderních elektrických strojů točivých je v dnešní době prakticky nezbytná. Výstupy (tzn. výsledky výpočtu či simulace) těchto programů jsou mnohem přesnější, než bývalo v předchozích letech a především šetří čas. Proto i v této práci bude těchto nástrojů (výpočetních programů) významně využito.

PŘÍLOHA P2 – VÝPOČET Činitele VINUTÍ

Činitel vinutí k_{vl} , kterým disponuje statorové vinutí analyzovaného stroje podle obr. 9, ovlivní hodnotu indukovaného napětí. Činitel vinutí je dán součinem činitele rozlohy k_r a činitele kroku k_k . Pro činitele rozlohy, počítaného pro základní harmonickou $h = 1$, platí

$$k_r = \frac{\sin\left(h \cdot \frac{\pi}{2 \cdot m}\right)}{q \cdot \sin\left(h \cdot \frac{\pi}{2 \cdot m \cdot q}\right)} = \frac{\sin\left(1 \cdot \frac{180^\circ}{2 \cdot 3}\right)}{3 \cdot \sin\left(1 \cdot \frac{180^\circ}{2 \cdot 3 \cdot 3}\right)} = \frac{\sin(30^\circ)}{3 \cdot \sin(10^\circ)} = \frac{0,5}{0,5209} = 0,9597 \quad (P4)$$

Protože však analyzovaný stroj (obr. 9) disponuje jednovrstvým vinutím s plným krokem, tedy $y_{1d} = Q_p$, bude činitel vinutí roven činiteli rozlohy [79], tedy

$$k_{v1} = k_r = 0,9597 \quad (P5)$$

PŘÍLOHA P3 – VÝPOČET MAGNETICKÉ INDUKCE VE STŘEDU STATOROVÉHO ZUBU

Zub statoru bude analyzován ve svém středu – tedy bude proveden výpočet magnetické indukce ve středu zubu B_{z1} . Potřebné rozměry pro výpočty byly získané prostým odměřením, ke kterým došlo v době, kdy byl stroj rozebrán. Činitel plnění železa k_{Fe} odpovídá tloušťce použitých plechů a jejich izolací. Pro výpočet je tedy nutno znát

t_{d1}	drážková rozteč ve středu zubu statoru	7,5 mm
b_{z1}	šířka zubu v jeho středu	4,6 mm
k_{Fe}	činitel plnění železa	0,93

a magnetická indukce ve středu zubu pak bude

$$B_{z1} = \frac{B_\delta \cdot t_{d1}}{b_{z1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,978 \cdot 0,0075}{0,0046 \cdot 0,93} = 1,714 \text{ T} \quad (P6)$$

PŘÍLOHA P4 – VÝPOČET AMPLITUDY MAGNETICKÉ INDUKCE VE STŘEDU VZDUCHOVÉ MEZERY PRO HARMONICKÉ VYŠŠÍCH ŘÁDŮ 5, 7, 11 a 13 (JEDEN MAGNET NA JEDEN PÓL)

Výpočet amplitudy magnetické indukce pro harmonické vyšších řádů lze provést s užitím vztahů podle kap. 3.2.1.1, ve kterých je řád h -té harmonické již zakomponován. Pro magnetickou indukci příslušné harmonické složky h platí

$$B_{\delta,h} = \frac{4 \cdot B_\delta}{\pi \cdot h} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} Y_k \cdot \cos(h \cdot \alpha_N) = b_h \quad (P7)$$

kde $Y_k = (-1)^{k+1}$ a tedy

$$B_{\delta,h} = \frac{4 \cdot B_\delta}{\pi \cdot h} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} \cdot \cos(h \cdot \alpha_N) = b_h \quad (P8)$$

kde B_δ je maximální hodnota magnetické indukce pro základní harmonickou, h je řád harmonické a α_N je úhel rozdělení magnetu.

V tomto případě však magnet rozdělen není. Analytický výpočet je totiž realizován pro analyzovaný stroj, který disponuje jedním celým magnetem na jeden pól, který ve vzduchové mezeře naindukuje právě jednu pólvlňu a tedy dle vztahu (P9) bude úhel roven $\alpha_N = 180^\circ = \pi$ a proto můžeme psát

$$B_{\delta,h} = b_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha_N} B_{\delta m}(\theta) \sin(h\theta) d\theta = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} B_{\delta m}(\theta) \sin(h\theta) d\theta \quad (P9)$$

a po integrování obdržíme

$$B_{\delta,h} = b_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} B_{\delta m}(\theta) \sin(h\theta) d\theta = \frac{2B_{\delta m}}{\pi n} [-\cos h\theta]_0^{\pi} = \frac{2B_{\delta m}}{\pi h} [1 + 1] = \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} \quad (P10)$$

kde výraz $\frac{4B_{\delta m}}{\pi h}$ představuje amplitudu jednotlivých harmonických.

Protože obecně pro amplitudu harmonické platí

$$D_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \quad (P11)$$

kde a_h a b_h jsou Fourierovy koeficienty, kde $a_h = 0$ (viz kap. 3.2.1.1), můžeme psát

$$D_h = \sqrt{b_h^2} = \sqrt{B_{\delta,h}^2} = |B_{\delta,h}| = \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} \quad (P12)$$

V případě této práce se řeší liché harmonické pouze řádu 5, 7, 11 a 13. S ohledem na tuto skutečnost a dosazením konkrétních hodnot do rovnice (P10) pak pro jednotlivé harmonické obdržíme následující analytické hodnoty amplitud jednotlivých vybraných harmonických

$$B_{\delta,5} = \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} = \frac{4 \cdot 0,974}{\pi \cdot 5} = 0,248 \text{ T} \quad (P13)$$

$$B_{\delta,7} = \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} = \frac{4 \cdot 0,974}{\pi \cdot 7} = 0,177 \text{ T} \quad (P14)$$

$$B_{\delta,11} = \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} = \frac{4 \cdot 0,974}{\pi \cdot 11} = 0,112 \text{ T} \quad (P15)$$

$$B_{\delta,13} = \frac{4B_{\delta m}}{\pi h} = \frac{4 \cdot 0,974}{\pi \cdot 13} = 0,095 \text{ T} \quad (P16)$$

Srovnáním hodnoty základní harmonické s výše uvedenými obdržíme tabulku P11.

Tab. P11 – Obsah vybraných lichých harmonických v B_{δ} – analytický výpočet

THD = 34,73 %		
Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$
[-]	[%]	[T]
1	100	0,974
5	22,07	0,248
7	15,71	0,177
11	10,06	0,112
13	8,52	0,095

PŘÍLOHA P5 – ANALYTICKÝ VÝPOČET CHARAKTERISTIKY „NAPRÁZDNO“

Pro výpočet indukovaného napětí jedné fáze platí vztah

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot \phi_h \cdot N_s \cdot k_{v1} \quad (P17)$$

kde U_{if} je fázová hodnota indukovaného napětí, f_n je frekvence odpovídající otáčkám, při kterých se indukuje napětí U_{if} , ϕ_h je magnetický tok příslušné harmonické složky, N_s je počet závitů v jedné fázi v sérii a k_{v1} je činitel vinutí.

Magnetický tok ϕ_h příslušné harmonické složky h můžeme vyjádřit jako

$$\phi_h = \frac{2}{\pi} \cdot B_\delta \cdot \frac{t_p}{h} \cdot l_i \quad (P18)$$

kde B_δ je hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře, t_p je pólová rozteč, l_i je délka aktivního svazku železa a h je řád harmonické.

Aplikujeme-li vztah pro pólovou rozteč $t_p = \frac{\pi \cdot D_1}{2 \cdot p}$, obdržíme upravený vztah (P15)

$$\phi_h = \frac{2}{\pi} \cdot B_\delta \cdot \frac{t_p}{h} \cdot l_i = \frac{2}{\pi} \cdot B_\delta \cdot \frac{\frac{\pi \cdot D_1}{2 \cdot p}}{h} \cdot l_i = \frac{B_\delta \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} \quad (P19)$$

a konečně dosazením do vztahu (P17) obdržíme modifikovanou rovnici pro výpočet fázové hodnoty indukovaného napětí

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot N_s \cdot k_{v1} \cdot \frac{B_\delta \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} \quad (P20)$$

Vztah (P20) poslouží k výpočtům několika fázových hodnot indukovaného napětí, přičemž všechny budou počítány pro základní harmonickou, tedy $h = 1$. Protože jsou otáčky závislé na frekvenci, tedy $n_n = f(f_n)$, bude snahou fázové hodnoty indukovaného napětí počítat pro stejný rozsah otáček, jak tomu bylo v případě měření „naprázdno“, a to z důvodu přehlednosti později srovnávaných charakteristik. Pro frekvenci f_n platí

$$f_n = \frac{n \cdot p}{60} \quad (P21)$$

kde pro $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ bude frekvence $f_n = \frac{n \cdot p}{60} = \frac{1500 \cdot 2}{60} = 50 \text{ Hz}$ a po dosazení do (P20) bude fázová hodnota indukovaného napětí rovna

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot N_s \cdot k_{v1} \cdot \frac{B_\delta \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot 230 \cdot 0,9597 \cdot \frac{0,985 \cdot 0,1 \cdot 0,09}{2 \cdot 1} = 217,34 \text{ V} \quad (P22)$$

a pro $n = 500 \text{ min}^{-1}$ bude frekvence $f_n = \frac{n \cdot p}{60} = \frac{500 \cdot 2}{60} = 16,67 \text{ Hz}$ a opět po dosazení do (P20) bude fázová hodnota indukovaného napětí rovna

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot N_s \cdot k_{v1} \cdot \frac{B_\delta \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 16,67 \cdot 230 \cdot 0,9597 \cdot \frac{0,985 \cdot 0,1 \cdot 0,09}{2 \cdot 1} = 72,46 \text{ V} \quad (P23)$$

Výše uvedeným postupem pak obdržíme pro rozsah otáček $0 - 2000 \text{ min}^{-1}$ tabulku P12, jejíž výstupem je analytický získaná charakteristika „naprázdno“ (kap. 3.1.1 – obr. 11).

Tab. P12 – Výpočet charakteristiky „naprázdno“

$U_{ir} [\text{V}]$	$n [\text{min}^{-1}]$	$f_n [\text{Hz}]$	$p [-]$	N_s	k_{vl}	B_δ^{14}	I_i	D_i
0,00	0	0,00	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
14,48	100	3,33	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
28,99	200	6,67	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
43,47	300	10,00	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
57,94	400	13,33	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
72,46	500	16,67	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
86,94	600	20,00	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
101,41	700	23,33	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
115,93	800	26,67	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
130,41	900	30,00	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
144,88	1000	33,33	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
159,40	1100	36,67	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
173,87	1200	40,00	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
188,35	1300	43,33	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
202,87	1400	46,67	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
217,34	1500	50,00	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
231,82	1600	53,33	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
246,34	1700	56,67	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
260,81	1800	60,00	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
275,29	1900	63,33	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1
289,81	2000	66,67	2	230	0,9597	0,985	0,09	0,1

PŘÍLOHA P6 – VÝPOČET ZTRÁT ANALYZOVANÉHO STROJE

Pro výpočet celkových ztrát v synchronním stroji s permanentními magnety platí vztah

$$P = P_1 + \Delta P_c \quad (\text{P24})$$

který můžeme přepsat na

$$P = P_1 + \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d \quad (\text{P25})$$

kde P je příkon stroje, P_1 je výkon stroje, ΔP_{Cu} jsou ztráty ve vinutí, ΔP_{Fe} jsou ztráty v železe, ΔP_{mech} jsou mechanické ztráty a ΔP_d jsou aditivní (přídavné ztráty).

Ze vztahu (P25) lze vyvodit, že celkové ztráty ve stroji ΔP_c budou

$$\Delta P_c = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d \quad (\text{P26})$$

¹⁴ Do výpočtu byla použita hodnota magnetické indukce $B_\delta = 0,985 \text{ T}$, získaná metodou konečných prvků (FEM)

Pro výpočet ztrát ve vinutí je potřeba nejdříve vypočítat statorový odpor jedné fáze. Při výpočtu byl zvolen postup podle literatury [8]. V první fázi je nutno vypočítat střední délku jednoho závitu podle vztahu $l_{av} = 2 \cdot l_i + 2,4 \cdot w_c + 0,1$; kde l_i je aktivní délka železa statoru a w_c je cívkový krok vyjádřený v délkové míře. Střední délka jednoho závitu bude

$$l_{av} = 2 \cdot l_i + 2,4 \cdot w_c + 0,1 = 2 \cdot 0,09 + 2,4 \cdot 0,052 + 0,1 = 0,4048 \text{ m} \quad (\text{P27})$$

V návaznosti můžeme vypočítat celkovou délku jednoho vodiče $l_c = N \cdot l_{av}$, kde N_s je počet závitů v jedné fázi v sérii a tedy

$$l_c = N \cdot l_{av} = 230 \cdot 0,4048 = 93,104 \text{ m} \quad (\text{P28})$$

a konečně statorový odpor vodiče jedné fáze se vypočte podle vztahu

$$R_{s20^\circ} = \frac{l_c}{\sigma_{cu} \cdot a \cdot S_v} = \frac{93,104}{57 \cdot 10^6 \cdot 1,5,6 \cdot 10^{-7}} = 2,92 \, \Omega \quad (\text{P29})$$

kde $\sigma_{cu} = 57 \cdot 10^6 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$ je měrná vodivost mědi při teplotě 20° C , $S_v = 5,6 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$ je průřez vodiče a $a = 1$ počet paralelních větví. Rovnice (P29) je však počítána pro teplotu 20° C , nicméně pracovní teplota vinutí je 75° C a proto je nutné odpor pro tuto teplotu přepočítat, neboť jak známo z teorie obvodů, odpor vodiče je na teplotě silně závislý. Odpor vodiče jedné fáze při teplotě 75° C pak bude

$$R_{s75^\circ} = \frac{235+75}{235+20} \cdot R_{s20^\circ} = \frac{235+75}{235+20} \cdot 2,92 = 3,55 \, \Omega \quad (\text{P30})$$

Protože však měření proběhlo při teplotě $t = 26^\circ \text{ C}$, bude snahou i zde statorový odpor R_s přepočítat pro tuto teplotu a dále s ní i pracovat. Statorový odpor vinutí jedné fáze při teplotě $t = 26^\circ \text{ C}$ bude

$$R_{s26^\circ} = \frac{235+26}{235+20} \cdot R_{s20^\circ} = \frac{235+26}{235+20} \cdot 2,92 = 2,98 \, \Omega \quad (\text{P31})$$

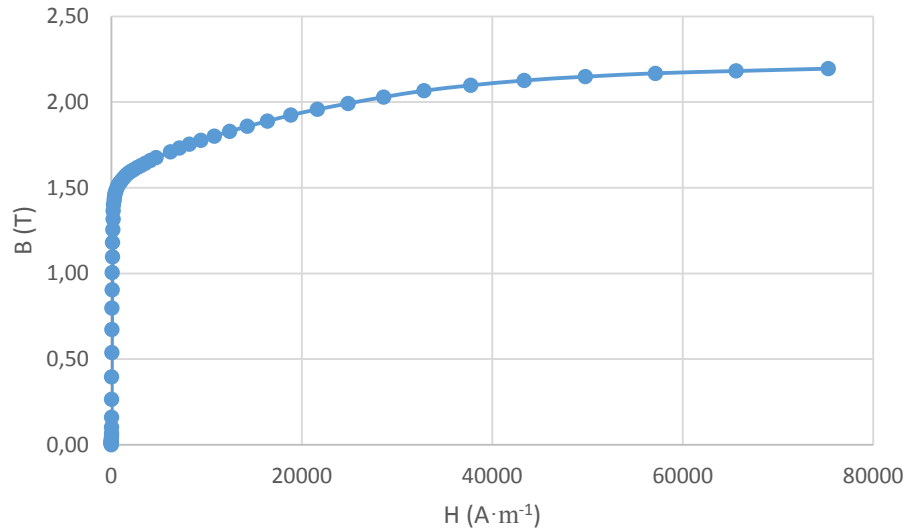
A konečně Jouleovy ztráty v mědi, resp. ztráty ve statorovém vinutí pro teplotu $t = 26^\circ \text{ C}$

$$\Delta P_{Cu} = m \cdot R_{s26^\circ} \cdot I_n^2 = 3 \cdot 2,98 \cdot 4,7^2 = 197,84 \text{ W} \quad (\text{P32})$$

Ztráty v magnetickém obvodu stroje jsou způsobeny působením střídavého magnetického toku. Ztráty v železe stroje dělíme do dvou hlavních skupin, tedy

1. Ztráty hysterezí
2. Ztráty vířivými proudy

Výrobce plechů obvykle udává hodnoty měrných ztrát pro indukci 1 T (p_{10}) a $1,5 \text{ T}$ (p_{15}) při frekvenci 50 Hz [76], přičemž tyto hodnoty již v sobě zahrnují oba dva typy výše uvedených ztrát. V analyzovaném stroji jsou použity plechy M800 50A (obr. P14), pro které výrobce uvádí $p_{10} = 3,05 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1}$ a pro $p_{15} = 6,60 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1}$.



Obr. P14 – Magnetizační křivka plechů M800 – 50A v analyzovaném stroji [74], [76]

Pro ztráty v železe lze najít mnoho způsobů výpočtů, např. v [8], [9], [60], [61], [75] apod., přičemž některé výpočty jsou více či naopak méně přesné. Pro výpočet ztrát v železe volím postup podle [8] a [9] (autoři uvažují s ohledem na skutečnost, že ztráty jsou v jednotlivých částech magnetického obvodu n různé a je tedy nutno je zvlášť počítat pro každou část magnetického obvodu n a následně pak sečíst (P33) a rovněž i zohledňují fakt, že hodnoty p_{10} a p_{15} výrobci udávají pro sinusový¹⁵ průběh magnetické indukce). Pro ztráty v různých částech magnetického obvodu stroje platí vztah

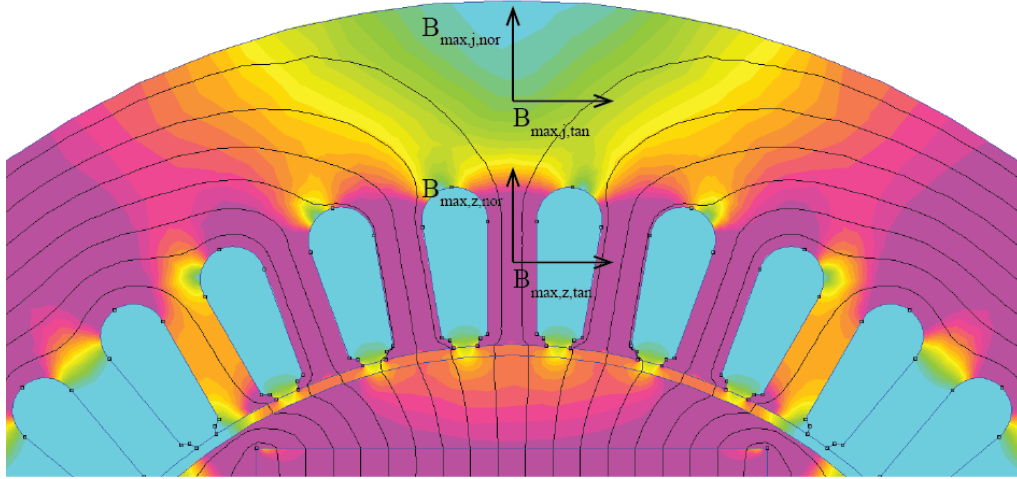
$$\Delta P_{Fe,n} = k_{Fe,n} \cdot p_{10} \cdot \left(\frac{B_{max,n}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,n} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{v,n} \quad (P33)$$

kde n je ta část stroje, ve které jsou počítány ztráty (statorový zub, statorové jho apod.), $k_{Fe,n}$ je korekční činitel, který primárně zohledňuje nesinusový průběh magnetické indukce, otevřenost drážky (stroj má polouzavřené drážky – viz obr. 8 a obr. 9), otřepy plechů apod., a dle [8], resp. [9] nabývá u synchronních strojů hodnoty 2 v zubu a 1,5 – 1,7 ve jhu, p_{10} jsou měrné ztráty při magnetické indukci 1T a frekvenci 50 Hz a výrobce pro ně uvádí hodnotu $p_{10} = 3,05 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1}$, $B_{max,n}$ je amplituda magnetické indukce v počítané části magnetického obvodu n , f_n je frekvence, pro kterou jsou ztráty v železe počítány, $m_{Fe,n}$ je hmotnost té části železa, pro kterou jsou ztráty počítány a $k_{v,n}$ je koeficient, který bere v úvahu vliv harmonických vyšších řádů v průběhu magnetické indukce a platí pro něj vztah

¹⁵ V praxi průběh magnetické indukce není nikdy čistě sinusový, a tudíž jsou ztráty analyzované měřením (měření zatěžovacích charakteristik, vyšetření účinnosti) zpravidla vyšší, že hodnoty získané analytickými výpočty.

$$k_{h,n} = 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{max,n,tan,h}^2 + B_{max,n,nor,h}^2}{B_{max,n,tan,1}^2 + B_{max,n,nor,1}^2} \right) \quad (P34)$$

kde $B_{max,n,tan,h}$ je amplituda tangenciální složky magnetické indukce v počítané části magnetického obvodu n , $B_{max,n,nor,h}$ je amplituda normálové složky magnetické indukce v počítané části magnetického obvodu n , h je řád harmonické, kterému odpovídají maximální hodnoty magnetických indukcí v počítaných částech stroje n .



Obr. P15 – Část MKP modelu I – SMPM s vektory magnetické indukce ve jhu a v zubu [41]

Amplitudu magnetické indukce $B_{max,n}$ v počítané části stroje n lze určit pomocí simulačního modelu 2D vytvořeného v programu FEMM (MKP). Pro výpočet je nutno získat průběhy a hodnoty magnetických indukcí v počítaných částech stroje n (v tomto případě zub a jho statoru). Na obr. P15 můžeme vidět, že vektor magnetické indukce lze v libovolném místě magnetického obvodu rozložit na normálovou a tangenciální složku a jejich velikosti budou pochopitelně v zubu a ve jhu statoru odlišné. Analyticky pro $B_{max,n}$ platí

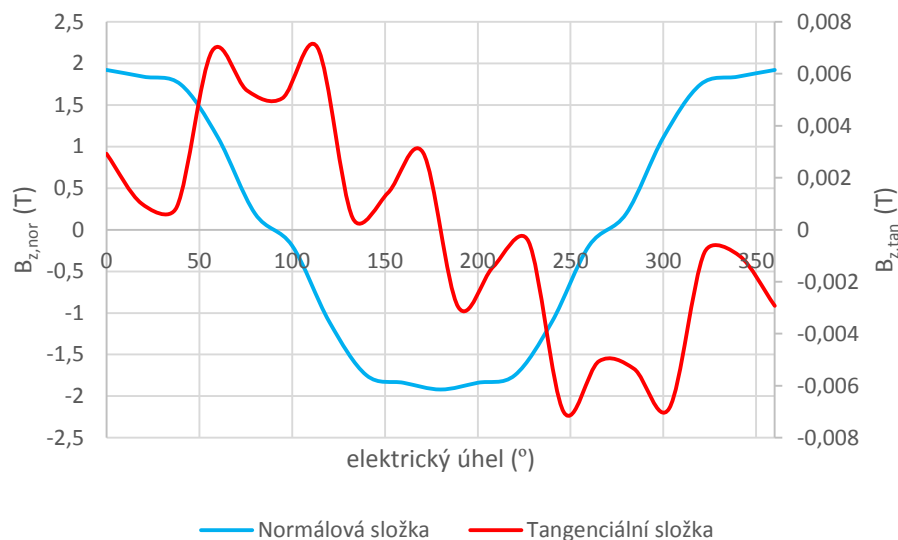
$$B_{max,n} = \sqrt{B_{max,n,tan}^2 + B_{max,n,nor}^2} \quad (P35)$$

Rovnici (P33) pro část jho lze ještě násobit koeficientem $k_{d,j}$, který bere v ohled skutečnost, že část magnetického toku ze statorového jha proniká do kostry stroje a může vytvářet přídavné ztráty ΔP_d . V publikaci [8] lze dohledat doporučení volby této konstanty a pro synchronní stroje s permanentními magnety nabývá hodnoty $k_{d,n} \in \{1,5 - 1,7\}$. Rovnice (P33) pak přejde po úpravě do tvaru

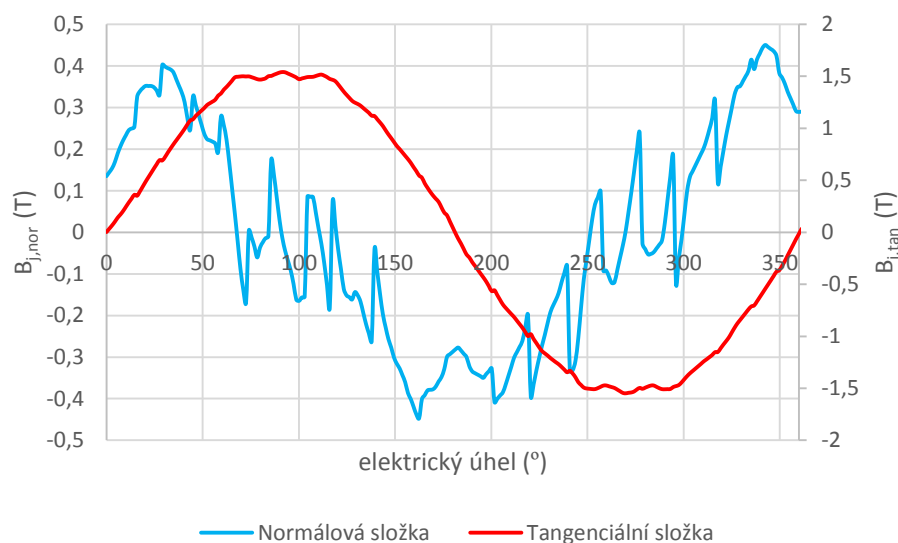
$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe} + \Delta P_d = \Delta P_{Fe,z} + \Delta P_{Fe,j} = k_{Fe,z} \cdot p_{10} \cdot \left(\frac{B_{max,z}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,z} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,z} + k_{Fe,j} \cdot p_{10} \cdot \\ \left(\frac{B_{max,j}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,j} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,j} \cdot k_{ad,j} \end{aligned} \quad (P36)$$

V následujícím kroku je tedy nutné získat průběhy a hodnoty magnetických indukcí v jednotlivých částech stroje – tedy v zubu a ve jhu statoru. Po dokončení výpočtu simulačního modelu (obr. P15) byly ve zmíněných částech stroje zjištěny průběhy normálových a tangenciálních složek magnetické

indukce (obr. P16 a P17), které již v sobě zahrnují i prostorové harmonické, jež jsou mimo jiné i vytvářené důsledkem konstrukce daného I – SMPM (obr. 9) a které se skutečně podílí na vzniku celkových ztrát v železe. Následnou harmonickou analýzou byly získány následující hodnoty (tab. P13).



Obr. P16 – Průběh složek magnetické indukce v zubech statoru (jmenovité zatížení) [74]



Obr. P17 – Průběh složek magnetické indukce ve jhu statoru (jmenovité zatížení) [74]

Tab. P13 – Harmonická analýza průběhů podle obr. P16 a obr. P17

Harmonické složky		1	5	7	11	13
Statorové zuby	$B_{\max,z,tan}$	0,005	0,004	0,003	0	0
	$B_{\max,z,nor}$	1,721	0,321	0,287	0,074	0,062
Statorové jho	$B_{\max,j,tan}$	1,342	0,394	0,313	0,085	0,077
	$B_{\max,j,nor}$	0,166	0,032	0	0	0

S ohledem na hodnoty uvedené v tabulce P13 lze navázat na vztah (P34) a tedy pro statorové zuby dosadíme z tab. P13 obdržíme

$$k_{5,7,11,13,z} = 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{\max,n,tan,h}^2 + B_{\max,n,nor,h}^2}{B_{\max,n,tan,1}^2 + B_{\max,n,nor,1}^2} \right) = 1 + \left(\frac{B_{\max,z,tan,5}^2 + B_{\max,z,nor,5}^2 + B_{\max,z,tan,7}^2 + B_{\max,z,nor,7}^2 + B_{\max,z,tan,11}^2 + B_{\max,z,nor,11}^2 + B_{\max,z,tan,13}^2 + B_{\max,z,nor,13}^2}{B_{\max,z,tan,1}^2 + B_{\max,z,nor,1}^2} \right) = 1 + \left(\frac{0,004^2 + 0,321^2 + 0,003^2 + 0,287^2 + 0^2 + 0,074^2 + 0^2 + 0,062^2}{0,005^2 + 1,821^2} \right) = 1 + 0,066 = 1,068 \quad (P37)$$

a pro jho

$$k_{5,7,11,13,j} = 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{\max,n,tan,h}^2 + B_{\max,n,nor,h}^2}{B_{\max,n,tan,1}^2 + B_{\max,n,nor,1}^2} \right) = 1 + \left(\frac{B_{\max,j,tan,5}^2 + B_{\max,j,nor,5}^2 + B_{\max,j,tan,7}^2 + B_{\max,j,nor,7}^2 + B_{\max,j,tan,11}^2 + B_{\max,j,nor,11}^2 + B_{\max,j,tan,13}^2 + B_{\max,j,nor,13}^2}{B_{\max,j,tan,1}^2 + B_{\max,j,nor,1}^2} \right) = 1 + \left(\frac{0,394^2 + 0,032^2 + 0,313^2 + 0^2 + 0,085^2 + 0^2 + 0,077^2 + 0^2}{0,166^2 + 1,342^2} \right) = 1 + 0,146 = 1,146 \quad (P38)$$

V poslední kroku již zbývá vypočítat hmotnosti zubů statoru a jha statoru, čímž se konečně dostaneme k celkovým ztrátám v železe ΔP_{Fe} . Pro hmotnost zubů statorového magnetického obvodu lze užít vztah

$$m_{Fe,z} = \rho_{Fe} \cdot l_i \cdot k_{Fe} \cdot h_d \cdot b_{z1} \cdot Q_s = 7850 \cdot 0,09 \cdot 0,93 \cdot 0,015 \cdot 0,0046 \cdot 36 = 1,63 \text{ kg} \quad (P39)$$

a pro jho statoru

$$m_{Fe,j} = \rho_{Fe} \cdot l_i \cdot \left(\frac{\pi \cdot D_e^2}{4} - \frac{\pi \cdot D_{1j}^2}{4} \right) = 7850 \cdot 0,09 \cdot \left(\frac{\pi \cdot 0,156^2}{4} - \frac{\pi \cdot 0,130^2}{4} \right) = 6,11 \text{ kg} \quad (P40)$$

a konečně dosazením do rovnice (P36) obdržíme ztráty v železe počítané pro 50 Hz a základní harmonickou, přičemž v tomto vztahu jsou již zakomponované i ztráty dodatečné

$$\Delta P_{Fe} + \Delta P_d = \Delta P_{Fe,z} + \Delta P_{Fe,j} = k_{Fe,z} \cdot p_{10} \cdot \left(\frac{B_{\max,z}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,z} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,z} + k_{Fe,j} \cdot p_{10} \cdot \left(\frac{B_{\max,j}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,j} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,j} \cdot k_{ad,j} = 2 \cdot 3,05 \cdot \left(\frac{1,721}{1} \right)^2 \cdot 1,63 \cdot \left(\frac{50}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,068 + 1,7 \cdot 3,05 \cdot \left(\frac{1,352}{1} \right)^2 \cdot 6,11 \cdot \left(\frac{50}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,146 \cdot 1,7 = 144,27 \text{ W} \quad (P41)$$

Jako poslední zbývá určit mechanické ztráty. Pro ně platí

$$\Delta P_{mech} = 3 \cdot \frac{k_b \cdot m_r \cdot n_n}{100 \cdot \pi} \quad (P42)$$

kde k_b je konstanta nutná pro výpočet mechanických ztrát a v tomto případě volím hodnotu $k_b = 1$ [72], m_r je hmotnost rotoru, která byla zjištěna jeho zvážením a n_n jsou jmenovité otáčky, pro které jsou mechanické ztráty počítané.

Po dosazení do (P42) obdržíme

$$\Delta P_{mech} = 3 \cdot \frac{k_b \cdot m_r \cdot n_n}{100 \cdot \pi} = 3 \cdot \frac{1,7,3 \cdot 1500}{100 \cdot \pi} = 104,57 \text{ W} \quad (\text{P43})$$

Celkové ztráty získáme prostým sečtením dílčích ztrát, přičemž ztráty aditivní ΔP_d jsou již zakomponované v ztrátách v železe ΔP_{Fe}

$$\Delta P_c = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d = 197,84 + 144,27 + 104,57 = 446,68 \text{ W} \quad (\text{P44})$$

PŘÍLOHA P7 – MĚŘENÍ STATOROVÉHO ODPORU R_s

Statorový odpor byl měřen při teplotě $t = 26^\circ\text{C}$. Naměřené hodnoty jednotlivých fází ukazuje tabulka P14.

Tab. P14 – Měření statorového odporu R_s – naměřené hodnoty jednotlivých fází

$R_U [\Omega]$	$R_V [\Omega]$	$R_W [\Omega]$
2,97	2,92	2,96
2,95		

PŘÍLOHA P8 – MĚŘENÍ „NAPRÁZDNO“

Tabulka P15 ukazuje výsledky měření „naprázdno“ pro sdružené a fázové hodnoty svorkového napětí generátoru. Charakteristika „naprázdno“ byla měřena pro otáčky v rozmezí od 0 do 2000 min^{-1} .

Tab. P15 – Měření „naprázdno“ – naměřené hodnoty

$n [\text{min}^{-1}]$	$U_r [\text{V}]$	$U_s [\text{V}]$
0	0	0
100	18,90	32,74
200	32,90	56,98
300	47,00	81,41
400	61,00	105,66
500	75,10	130,08
600	89,10	154,33
700	103,20	178,75
800	117,20	203,00
900	131,30	227,42
1000	145,30	251,67
1100	159,40	276,09
1200	173,40	300,34
1300	187,50	324,76
1400	201,50	349,01
1500	215,60	373,43
1600	229,60	397,68
1700	243,70	422,10
1800	257,70	446,35
1900	271,80	470,77
2000	285,80	495,02

PŘÍLOHA P9 – MĚŘENÍ „NAKRÁTKO“

Měření proběhlo při zkratovaných svorkách stroje s tím, že závislost proudu „nakrátko“ je opět vynesena stejným způsobem jako při měření „naprázdno“, tzn. v závislosti na otáčkách, tedy $I_k = f(n, f)$. Naměřené hodnoty uvádí následující tabulka.

Tab. P16 – Měření „nakrátko“ – naměřené hodnoty

n [min ⁻¹]	I_k [A]
0	0
50	1,17
100	2,33
150	3,51
200	4,66
250	5,63

PŘÍLOHA P10 – MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY

V rámci tohoto měření byly základním parametrem konstantní otáčky. Výstupní proud byl v obvodu generátoru regulován změnou odporové zátěže zapojené do hvězdy. Výstupní napětí odpovídalo této nastavené zátěži. Naměřené hodnoty ukazuje tabulka P17.

Tab. P17 – Měření zatěžovací charakteristiky – naměřené hodnoty

I_z [A]	U_s [V]	U_r [V]	P_{el} [W]	f [Hz]	M [N·m]	n [min ⁻¹]	P_m [W]	η [-]	η [%]	I_z/I_n [-]
2,72	372,10	214,83	1749,95	49,87	17,55	1496	2748,9	0,6366	63,66	0,58
2,84	371,92	214,73	1830,98	49,87	17,94	1496	2811,27	0,6513	65,13	0,60
2,92	371,66	214,58	1879,97	49,83	18,09	1495	2832,56	0,6637	66,37	0,62
3,05	371,51	214,49	1960,84	49,77	18,59	1493	2906,67	0,6746	67,46	0,65
3,14	371,23	214,33	2022,13	49,77	18,69	1493	2922,57	0,6919	69,19	0,67
3,26	370,97	214,18	2095,98	49,77	18,95	1493	2962,52	0,7075	70,75	0,69
3,40	370,80	214,08	2182,75	49,73	18,93	1492	2957,26	0,7381	73,81	0,72
3,55	370,57	213,95	2275,52	49,73	19,31	1492	3016,73	0,7543	75,43	0,75
3,73	370,33	213,81	2392,97	49,73	19,75	1492	3086,50	0,7753	77,53	0,79
3,92	370,12	213,69	2510,53	49,7	20,06	1491	3132,68	0,8014	80,14	0,83
4,07	369,84	213,53	2608,75	49,67	20,33	1490	3172,12	0,8224	82,24	0,87
4,46	369,60	213,39	2857,01	49,67	21,62	1490	3372,70	0,8471	84,71	0,95
4,72	369,43	213,29	3018,13	49,63	22,53	1489	3513,54	0,859	85,9	1,00

PŘÍLOHA P11 – VYPOČÍTANÁ CHARAKTERISTIKA „NAPRÁZDNO“ A „NAKRÁTKO“ POMOCÍ MKP

Níže uvedené hodnoty byly získané pomocí MKP a tvoří podklad pro sestavení odsimulovaných charakteristik „naprázdno“ a „nakrátko“ (kapitola 3.1.3.1). Ty následně poslouží pro účel srovnání s měřeními a analyticky získanými charakteristikami.

Tab. P18 – Charakteristika „naprázdno“ získaná pomocí MKP

n [min^{-1}]	U_f [V]
0	0
400	57,83
800	115,60
1200	173,54
1500	216,75
1600	231,21
2000	282,13

Tab. P19 – Charakteristika „nakrátko“ získaná pomocí MKP

n [min^{-1}]	I_k [A]
0	0
50	1,34
100	2,47
150	3,62
200	4,8
250	5,92

PŘÍLOHA P12 – HARMONICKÁ ANALÝZA PŮVODNÍHO ANALYZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – JEDEN MAGNET NA JEDEN PÓL

Níže uvedené hodnoty pod názvem „*Harmonic Parameter Estimates*“ byly získány harmonickou analýzou B_δ (stav „naprázdno“ a stav při jmenovitém zatížení) pomocí programu FlexPro 9. Do následující tabulky pak byly tyto hodnoty přepsány (pouze vybrané liché harmonické s ohledem na cíle této práce) a zbylé požadované hodnoty dopočítány. V závěru pak obdržíme tabulky prezentující komplexní přehled harmonické analýzy pro oba výše zmíněné stavy.

Tab. P20 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav „naprázdno“

FlexPro 9					
THD = 29,89%					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
50	1	50	100	0,985609	0,009856
50	5	250	19,20	0,188091	0,009856
50	7	350	13,46	0,131890	0,009856
50	11	550	6,87	0,067326	0,009856
50	13	650	4,98	0,048754	0,009856

Tab. P21 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav při jmenovitém zatížení

FlexPro 9					
THD = 26,34 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
50	1	50	100	1,107897	0,011079
50	5	250	17,91	0,198403	0,011079
50	7	350	12,14	0,134466	0,011079
50	11	550	7,05	0,078072	0,011079
50	13	650	4,60	0,050952	0,011079

PŘÍLOHA P13 – HARMONICKÁ ANALÝZA PŮVODNÍHO ANALYZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – 4 MAGNETY NA JEDEN PÓL

Níže uvedené hodnoty pod názvem „*Harmonic Parameter Estimates*“ byly získány harmonickou analýzou B_δ (stav „naprázdno“ a stav při jmenovitém zatížení) pomocí programu FlexPro 9. Do následující tabulky pak byly tyto hodnoty přepsány (pouze vybrané liché harmonické s ohledem na cíle této práce) a zbylé požadované hodnoty dopočítány. V závěru pak obdržíme tabulky prezentující komplexní přehled harmonické analýzy pro oba výše zmíněné stavy.

Tab. P22 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav „naprázdno“

FlexPro 9					
THD = 29,21 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
50	1	50	100	0,907700	0,009077
50	5	250	19,97	0,172191	0,009077
50	7	350	14,13	0,119196	0,009077
50	11	550	6,71	0,060881	0,009077
50	13	650	4,80	0,043534	0,009077

Tab. P23 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav při jmenovitém zatížení

FlexPro 9					
THD = 26,05 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
50	1	50	100	1,051410	0,010514
50	5	250	17,31	0,108382	0,010514
50	7	350	11,48	0,089177	0,010514
50	11	550	6,74	0,039318	0,010514
50	13	650	4,28	0,034453	0,010514

PŘÍLOHA P14 – HARMONICKÁ ANALÝZA OPTIMALIZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – ELIMINACE 5. HARMONICKÉ

Níže uvedené hodnoty pod názvem „*Harmonic Parameter Estimates*“ byly získány harmonickou analýzou B_δ (stav „naprázdno“ a stav při jmenovitém zatížení) pomocí programu FlexPro 9. Do následující tabulky pak byly tyto hodnoty přepsány (pouze vybrané liché harmonické s ohledem na cíle této práce) a zbylé požadované hodnoty dopočítány. V závěru pak obdržíme tabulky prezentující komplexní přehled harmonické analýzy pro oba výše zmíněné stavy.

Tab. P24 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav „naprázdno“

FlexPro 9					
THD = 28,91 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
50	1	50	100	0,648696	0,006487
50	5	250	21,43	0,139007	0,006487
50	7	350	5,53	0,035857	0,006487
50	13	650	7,69	0,049881	0,006487
50	17	850	11,52	0,074717	0,006487

Tab. P25 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav při jmenovitém zatížení

FlexPro 9					
THD = 15,43 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
50	1	50	100	0,853342	0,008533
50	7	350	6,40	0,054589	0,008533
50	17	850	13,80	0,117750	0,008533
50	19	950	5,65	0,048173	0,008533
50	35	1750	6,50	0,055472	0,008533

PŘÍLOHA P15 – HARMONICKÁ ANALÝZA OPTIMALIZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – ELIMINACE 5. HARMONICKÉ (FINÁLNÍ MODEL)

Níže uvedené hodnoty pod názvem „*Harmonic Parameter Estimates*“ byly získány harmonickou analýzou B_δ (stav „naprázdno“ a stav při jmenovitém zatížení) pomocí programu FlexPro 9. Do následující tabulky pak byly tyto hodnoty přepsány (pouze vybrané liché harmonické s ohledem na cíle této práce) a zbylé požadované hodnoty dopočítány. V závěru pak obdržíme tabulky prezentující komplexní přehled harmonické analýzy pro oba výše zmíněné stavy.

Tab. P26 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav „naprázdno“

FlexPro 9					
THD = 28,74 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
50	1	50	100	1,046050	1,046050
50	5	250	20,53	0,214744	1,046050
50	7	350	6,81	0,071233	1,046050
50	13	650	7,02	0,073429	1,046050
50	17	850	13,26	0,138722	1,046050

Tab. P27 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav při jmenovitém zatížení

FlexPro 9					
THD = 20,12 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
50	1	50	100	1,278596	0,012785
50	5	250	6,71	0,085722	0,012785
50	7	350	5,05	0,064376	0,012785
50	17	850	13,75	0,175748	0,012785
50	19	950	6,36	0,081275	0,012785

PŘÍLOHA P16 – HARMONICKÁ ANALÝZA OPTIMALIZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – ELIMINACE 5. HARMONICKÉ (MUM – GA)

Níže uvedené hodnoty pod názvem „*Harmonic Parameter Estimates*“ byly získány harmonickou analýzou B_δ (stav „naprázdno“ a stav při jmenovitém zatížení) pomocí programu FlexPro 9. Do následující tabulky pak byly tyto hodnoty přepsány (pouze vybrané liché harmonické s ohledem na cíle této práce) a zbylé požadované hodnoty dopočítány. V závěru pak obdržíme tabulky prezentující komplexní přehled harmonické analýzy pro oba výše zmíněné stavy.

Tab. P28 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav „naprázdno“

FlexPro 9					
THD = 23,82 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
0,006454	1	0,006454	100	1,025050	0,0102505
0,006454	7	0,045036	5,59	0,057285	0,0102505
0,006454	11	0,070817	7,47	0,076584	0,0102505
0,006454	13	0,083664	4,53	0,046416	0,0102505
0,006454	17	0,109382	8,73	0,089440	0,0102505

Tab. P29 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav při jmenovitém zatížení

FlexPro 9					
THD = 21,49 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
0,006451	1	0,006451	100	1,133152	0,013315
0,006451	7	0,044991	4,81	0,054470	0,013315
0,006451	11	0,070798	5,87	0,066533	0,013315
0,006451	13	0,083686	2,99	0,033932	0,013315
0,006451	17	0,109364	10,81	0,122438	0,013315

PŘÍLOHA P17 – ZDROJOVÝ KÓD A ŘEŠENÍ SOUSTAVY DVOU NELINEÁRNÍCH ROVNIC O DVOU NEZNÁMÝCH V PRGRAMU MATLAB

Zdrojový kód

```
function test_solve
x0 = [15;87]/180*pi;           % Make a starting guess at the solution
%x0 = [13;85]/180*pi;         % Make a starting guess at the solution
options=optimset('Display','iter'); % Option to display output
[x,fval] = fsolve(@myfun,x0,options); % Call solver
disp(x/pi*180)
end

function F = myfun(x)
F=[ cos( 5*x(1)) - cos( 5*x(2))
   cos( 7*x(1)) - cos( 7*x(2))];
end
```

Řešení

```
>> test_solve
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	3	0.00990998		0.673	1
1	6	8.30171e-09	0.010588	0.000607	1
2	9	2.23094e-25	9.67753e-06	3.33e-12	1

Equation solved.

fsolve completed because the vector of function values is near zero as measured by the default value of the function tolerance, and the problem appears regular as measured by the gradient.

<stopping criteria details>

```
15.4286
87.4286
```

PŘÍLOHA P18 – HARMONICKÁ ANALÝZA OPTIMALIZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – ELIMINACE 5. A 7. HARMONICKÉ

Níže uvedené hodnoty pod názvem „*Harmonic Parameter Estimates*“ byly získány harmonickou analýzou B_δ (stav „naprázdno“ a stav při jmenovitém zatížení) pomocí programu FlexPro 9. Do následující tabulky pak byly tyto hodnoty přepsány (pouze vybrané liché harmonické s ohledem na cíle této práce) a zbylé požadované hodnoty dopočítány. V závěru pak obdržíme tabulky prezentující komplexní přehled harmonické analýzy pro oba výše zmíněné stavy.

Tab. P30 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav „naprázdno“

FlexPro 9					
THD = 30,12%					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
0,006457	1	0,006457	100	0,747759	0,007477
0,006457	3	0,019229	5,50	0,041094	0,007477
0,006457	5	0,032169	24,49	0,183136	0,007477
0,006457	7	0,045029	11,86	0,088659	0,007477
0,006457	9	0,057962	4,86	0,036324	0,007477
0,006457	11	0,070867	9,17	0,068549	0,007477
0,006457	17	0,109413	5,03	0,037622	0,007477

Tab. P31 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav při jmenovitém zatížení

FlexPro 9					
THD = 14,61%					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
0,006451	1	0,006451	100	0,948058	0,009480
0,006451	3	0,019073	4,17	0,039561	0,009480
0,006451	9	0,057964	4,60	0,099999	0,009480
0,006451	11	0,070794	3,23	0,033293	0,009480
0,006451	17	0,109404	10,59	0,043654	0,009480

PŘÍLOHA P19 – HARMONICKÁ ANALÝZA OPTIMALIZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – ELIMINACE 5. A 7. HARMONICKÉ (MUM – GA)

Níže uvedené hodnoty pod názvem „*Harmonic Parameter Estimates*“ byly získány harmonickou analýzou B_δ (stav „naprázdno“ a stav při jmenovitém zatížení) pomocí programu FlexPro 9. Do následující tabulky pak byly tyto hodnoty přepsány (pouze vybrané liché harmonické s ohledem na cíle této práce) a zbylé požadované hodnoty dopočítány. V závěru pak obdržíme tabulky prezentující komplexní přehled harmonické analýzy pro oba výše zmíněné stavy.

Tab. P32 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav „naprázdno“

FlexPro 9					
THD = 20,71 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
0,006459	1	0,006459	100	1,055870	0,010558
0,006459	3	0,019346	27,95	0,295109	0,010558
0,006459	5	0,032168	10,55	0,111421	0,010558
0,006459	11	0,070856	4,83	0,051560	0,010558
0,006459	13	0,083690	4,88	0,053024	0,010558

Tab. P33 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav při jmenovitém zatížení

FlexPro 9					
THD = 17,57 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
0,006460	1	0,006460	100	1,162343	0,011623
0,006460	3	0,019362	20,62	0,239648	0,011623
0,006460	11	0,070850	3,86	0,097592	0,011623
0,006460	13	0,083740	3,37	0,044865	0,011623
0,006460	17	0,109461	7,41	0,039186	0,011623

PŘÍLOHA P20 – ZDROJOVÝ KÓD A ŘEŠENÍ SOUSTAVY ČTYŘ NELINEÁRNÍCH ROVNIC O PĚTI NEZNÁMÝCH V PROGRAMU MATLAB

Zdrojový kód

```
function test_solve
x0 = [19;47]/180*pi;           % Make a starting guess at the solution
%x0 = [15;65]/180*pi;         % Make a starting guess at the solution
options=optimset('Display','iter'); % Option to display output
[x,fval] = fsolve(@myfun,x0,options); % Call solver
disp(x/pi*180)
end

function F = myfun(x)
F=[ cos( 5*x(1)) - cos( 5*x(2)) + C*cos( 5*x(3)) - C*cos( 5*x(4))
   cos( 7*x(1)) - cos( 7*x(2)) + C*cos( 7*x(3)) - C*cos( 7*x(4))
   cos( 11*x(1)) - cos( 11*x(2)) + C*cos( 11*x(3)) - C*cos( 11*x(4))
   cos( 13*x(1)) - cos( 13*x(2)) + C*cos( 13*x(3)) - C*cos( 13*x(4))];
end
```

Řešení

```
>> test_solve
```

Iteration	Func-count	f(x)	Norm of step	First-order optimality	Trust-region radius
0	3	23535.6		2.29e+004	1
1	6	6001.72	1	5.75e+003	1
2	9	1573.51	1	1.47e+003	1
3	12	427.226	1	388	1
4	15	119.763	1	107	1
5	18	33.5206	1	30.8	1
6	21	8.35208	1	9.05	1
7	24	1.21394	1	2.26	1
8	27	0.016329	0.759511	0.206	2.5
9	30	3.51575e-006	0.111927	0.00294	2.5
10	33	1.64763e-013	0.00169132	6.36e-007	2.5

Equation solved.

fsolve completed because the vector of function values is near zero as measured by the default value of the function tolerance, and the problem appears regular as measured by the gradient.

<stopping criteria details>

```
19.6358
52.3631
55.6345
88.3628
0.6180
```

PŘÍLOHA P21 – HARMONICKÁ ANALÝZA OPTIMALIZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – ELIMINACE 5., 7., 11. A 13. HARMONICKÉ

Níže uvedené hodnoty pod názvem „*Harmonic Parameter Estimates*“ byly získány harmonickou analýzou B_δ (stav „naprázdno“ a stav při jmenovitém zatížení) pomocí programu FlexPro 9. Do následující tabulky pak byly tyto hodnoty přepsány (pouze vybrané liché harmonické s ohledem na cíle této práce) a zbylé požadované hodnoty dopočítány. V závěru pak obdržíme tabulky prezentující komplexní přehled harmonické analýzy pro oba výše zmíněné stavy.

Tab. P34 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav „naprázdno“

FlexPro 9					
THD = 25,13 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
0,006449	1	0,006449	100	0,365790	0,003658
0,006449	3	0,019020	21,54	0,078781	0,003658
0,006449	5	0,032135	22,28	0,081480	0,003658
0,006449	9	0,057908	11,15	0,040783	0,003658
0,006449	13	0,083626	6,70	0,024500	0,003658

Tab. P35 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_δ – stav při jmenovitém zatížení

FlexPro 9					
THD = 9,26 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
0,006454	1	0,006454	100	0,645653	0,006456
0,006454	3	0,018754	7,57	0,048860	0,006456
0,006454	9	0,058028	2,34	0,015101	0,006456
0,006454	15	0,097741	1,60	0,010334	0,006456
0,006454	17	0,109407	13,82	0,089209	0,006456

PŘÍLOHA P22 – HARMONICKÁ ANALÝZA OPTIMALIZOVANÉHO STROJE – STAV „NAPRÁZDNO“ A PŘI JMENOVITÉM ZATÍŽENÍ – ELIMINACE 5., 7., 11. A 13. HARMONICKÉ (MUM – GA)

Níže uvedené hodnoty pod názvem „*Harmonic Parameter Estimates*“ byly získány harmonickou analýzou B_δ (stav „naprázdno“ a stav při jmenovitém zatížení) pomocí programu FlexPro 9. Do následující tabulky pak byly tyto hodnoty přepsány (pouze vybrané liché harmonické s ohledem na cíle této práce) a zbylé požadované hodnoty dopočítány. V závěru pak obdržíme tabulky prezentující komplexní přehled harmonické analýzy pro oba výše zmíněné stavy.

Tab. P36 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_{δ} – stav „naprázdno“

FlexPro 9					
THD = 22,16 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
0,006459	1	0,006459	100	1,072915	0,010729
0,006459	3	0,019348	30,41	0,326251	0,010729
0,006459	5	0,032158	14,45	0,155000	0,010729
0,006459	7	0,045059	6,41	0,068751	0,010729
0,006459	17	0,109430	3,74	0,040143	0,010729

Tab. P37 – Komplexní přehled harmonické analýzy B_{δ} – stav při jmenovitém zatížení

FlexPro 9					
THD = 11,83 %					
Frekvence základní harmonické	Řád harmonické odpovídající násobku základní frekvence	Frekvence harmonických	Obsah harmonické vyššího řádu vzhledem k základní	Hodnota amplitudy $B_{\delta,h}$	1% $B_{\delta,h}$ (Základní harmonická)
[Hz]	[-]	[Hz]	[%]	[T]	[%]
0,006452	1	0,006452	100	1,171935	0,011719
0,006452	3	0,019315	22,22	0,260449	0,011719
0,006452	17	0,109411	10,83	0,126912	0,011719
0,006452	19	0,122315	12,15	0,043853	0,011719
0,006452	21	0,135103	5,28	0,078629	0,011719

PŘÍLOHA P23 - DÍLČÍ ZÁVĚRY, PODROBNÉ VÝPOČTY A VÝSLEDKY KAPITOLY 3.2

P23.1 ELIMINACE 5. HARMONICKÉ

Tento výzkum byl primárně zaměřen na eliminaci pouze jedné vybrané liché harmonické. Důsledkem aplikace matematického modelu na permanentní magnety analyzovaného stroje (I. etapa výzkumu) došlo k odebrání části materiálu magnetu na jeho začátku a konci, což ve srovnání s ostatními případy bylo nejmenší množství odebraného materiálu. Za tuto cenu nebyla v případě stavu při jmenovitém zatížení pátá harmonická v základní křivce B_δ identifikována a v rámci vertikální změny uložení mohly být magnety umístěny v té části magnetického obvodu rotoru, kde tomu původní šířka magnetů bránila a rovněž i uvedená změna, jež cílila k jiné šířce magnetů, napomohla k eliminaci jedenácté a třinácté liché harmonické (tato změna je zapříčiněna důsledkem vlivu optimalizované topologie rotoru – tedy obecně již víme, že samotná konstrukce stroje, jeho nesymetrie či drobné konstrukční odchylky, resp. úpravy mají vliv na tvorbu, resp. generování harmonických vyšších řádů ve stroji). Dále výzkum ukázal, že zaměřením se pouze na jednu vybranou lichou harmonickou paralelní magnety nevzniknou. V závěru první fáze dílčího výzkumu byla nakonec v případě analyzovaného stroje (obr. 9) identifikována v B_δ pouze sedmá harmonická.

Vertikální změna měla pozitivní dopad na hodnotu magnetické indukce B_δ , ovšem s rostoucí vzdáleností od původní pozice uložení došlo k opětovnému generování vybraných lichých harmonických, avšak již s nižší amplitudou. Podobné výsledky byly i v případě tvarové změny magnetu. K mírnému zlepšení (snížení amplitud vybraných lichých harmonických) sice došlo, nicméně s ohledem na již složitější tvar magnetů by výroba byla přece jen o něco nákladnější, což se s ohledem na zanedbatelnou úsporu ztrát v důsledku nevyplatí.

Aplikace magnetických bariér vykázaly nejlepší výsledky, ve srovnání s vertikální a tvarovou optimalizací, nicméně i přes to se vybranou lichou harmonickou nepodařilo úplně eliminovat, avšak k značnějšímu poklesu amplitudy vybrané liché harmonické došlo.

V případě stavu „naprázdno“ již byla situace poněkud jiná. Výsledky harmonických analýz (tab. P38) komplexně naznačují, že výzkum založený na aplikaci metody SHE PWM na permanentní magnety stroje platí pro stav, kdy stroj je již zatížen. Tato skutečnost byla v rámci dílčích kroků výzkumu průběžně ověřována nejen pro jmenovité zatížení, tedy pro 100%, ale také i pro 25%, 50% a 75% jmenovitého zatížení¹⁶, nicméně výsledky jsou s ohledem na rozsah práce prezentovány jen pro jmenovitý stav stroje. V neposlední řadě výzkum realizovaný v této práci není soustředěn na ztráty ve

¹⁶ V případě, že vybraná lichá harmonická, resp. vybrané liché harmonické nebyly při jmenovitém zatížení (100%) v základní křivce B_δ identifikovány, rovněž nebyly identifikovány i při zatížení 25%, 50% a 75% jmenovitého zatížení. Jinou situací však byly stavy, kdy došlo pouze ke snížení amplitud, avšak ne k úplné eliminaci vybraných lichých harmonických. Zde se pochopitelně poměry amplitud vybraných lichých harmonických vzhledem k základní harmonické měnily.

stavu „naprázdno“, nýbrž při jmenovitém zatížení, neboť se u generátoru (I – SMPM) uvažuje aktivní celodenní využití v malé větrné elektrárně.

Z výše uvedených skutečností jednoznačně plyne fakt, že aplikace matematického modelu na magnety analyzovaného stroje má svou platnost jen pro danou vertikální pozici uložení magnetů v železe. Totéž platí i pro samotný tvar magnetů (tedy obdélník). Jakékoliv následné vertikální změny uložení magnetů v železe či jejich tvarové změny včetně aplikace magnetických bariér již zajistí opětovné vytváření vybraných lichých harmonických ve stroji. Z tohoto důvodu je tento dílčí výzkum první indicií k rozhodnutí v praxi postupovat spíše způsobem prezentovaným ve II. etapě výzkumu a nebrat tedy jen ohled na maximální eliminaci vybraných lichých harmonických v základní křivce B_δ , ale současně i docílit maximálního nárůstu hodnoty B_δ při konstantních otáčkách, resp. jmenovitém zatížení stroje, novou vhodnou topologií s úplně novými rozměry a typy magnetů, resp. paralelních magnetů.

Tab. P38 – Harmonická analýza – eliminace 5. harmonické

Harmonická analýza - souhrnné výsledky kapitoly 3.2.1.2								
Matematický model a typ optimalizace	Optimalizační kroky Nejpřínosnější výsledky	Stav modelu	Procentuální obsah liché harmonické vzhledem k základní harmonické [%]					THD [%]
			1	5	7	11	13	
SHE PWM 5. harmonická	Analyzovaný stroj	Naprázdno (FEMM, FlexPro 9)	100	19,20	13,46	6,78	4,98	29,89
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	17,91	12,14	7,05	4,60	26,34
	Aplikace matematického modelu I. etapa výzkumu	Naprázdno (FEMM, FlexPro 9)	100	21,43	5,53	0,00	7,69	28,91
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	0,00	6,40	0,00	0,00	15,43
	Následná aplikace magnetické bariéry B1	Naprázdno (FEMM, FlexPro 9)	100	18,32	7,77	9,09	7,61	N/A ¹⁷
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	4,06	6,95	0,00	5,47	N/A
	Následná aplikace magnetické bariéry B2	Naprázdno (FEMM, FlexPro 9)	100	18,37	5,71	9,44	7,82	N/A
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	5,05	6,62	0,00	0,00	N/A
	Následná vertikální změna uložení	Naprázdno (FEMM, FlexPro 9)	100	23,79	11,85	6,91	10,81	N/A
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	9,69	7,66	0,00	6,34	N/A

¹⁷ V případě dílčích kroků výzkumu nebyla analýza provedena.

	Následná aplikace magnetické bariéry B1	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	19,93	6,86	9,81	7,16	N/A	1,026
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	6,19	5,71	0,00	0,00	N/A	1,266
	Následná aplikace magnetické bariéry B2	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	20,53	6,81	0,00	7,02	N/A	1,046
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	6,71	5,05	0,00	0,00	N/A	1,278
	Následná změna tvaru magnetu (typ C)	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	25,33	12,34	7,15	10,47	N/A	0,958
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	10,32	8,15	6,58	0,00	N/A	1,127
	Následná aplikace magnetické bariéry B1	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	23,60	11,88	0,00	10,62	N/A	1,021
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	6,48	7,24	4,86	0,00	N/A	1,173
	Následná aplikace magnetické bariéry B2	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	20,62	6,72	0,00	7,25	N/A	1,025
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	6,39	5,75	0,00	0,00	N/A	1,185
	Finální model konec I. etapy výzkumu	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	20,53	6,81	0,00	7,02	28,74	1,046
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	6,71	5,05	0,00	0,00	20,12	1,278
	Finální model II. etapy výzkumu (užití GA FEMM)	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	0,00	5,59	7,47	4,53	23,82	1,025
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	0,00	4,81	5,87	2,99	21,49	1,133

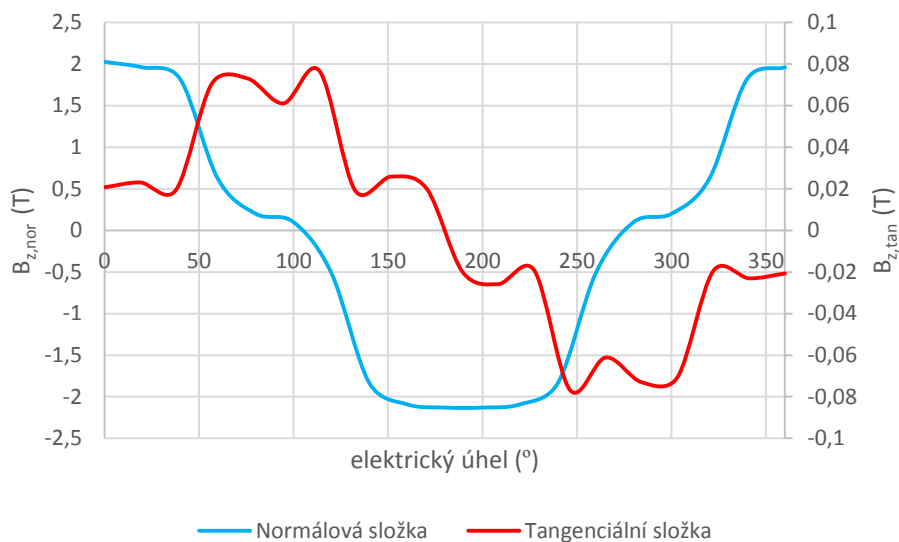
Skutečný dopad tohoto výzkumu (kap. 3.2.1.2) na ztráty v magnetickém obvodu stroje a z toho i plynoucí účinnost ukážou až následující analytické výpočty, doplněné o numerickou analýzu (MKP) stroje. Vybraný model z celé množiny optimalizovaných modelů bude následně realizován a měřením ověřeny analytické a i numerické výsledky.

Postup analýzy bude v tomto případě shodný tak, jak prezentuje příloha P6. Pro výpočet ztrát v železe je opět zvolen postup podle [8] a [9] (autoři uvažují s ohledem na skutečnost, že ztráty jsou v jednotlivých částech magnetického obvodu n různé a je tedy nutno je zvlášť počítat pro každou část magnetického obvodu n a následně pak sečíst (P36) a rovněž i zohledňují fakt, že hodnoty p_{10} a p_{15} výrobci udávají pro sinusový¹⁸ průběh magnetické indukce).

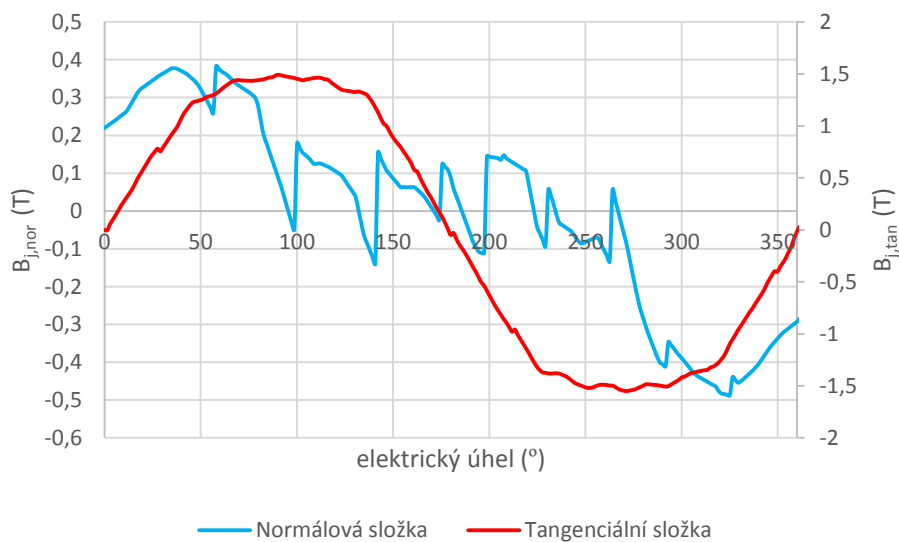
S ohledem na vztah (P36) je opět nutno v následujícím kroku získat průběhy a hodnoty magnetických indukcí v jednotlivých částech stroje – tedy v zubu a ve jhu statoru. Po dokončení

¹⁸ V praxi průběh magnetické indukce není nikdy čistě sinusový, a tudíž jsou ztráty analyzované měřením (měření zatěžovacích charakteristik, vyšetření účinnosti) zpravidla vyšší, že hodnoty získané analytickými výpočty.

výpočtu simulačního modelu (obr. 83) budou ve zmíněných částech stroje zjištěny průběhy normálových a tangenciálních složek magnetické indukce (obr. P18 a obr. P19), které již v sobě zahrnují i prostorové harmonické, jež jsou mimo jiné i vytvářené důsledkem konstrukce daného I – SMPM (obr. 9) a které se tedy skutečně podílí na vzniku celkových ztrát v železe. Následnou harmonickou analýzou byly získány následující hodnoty (tab. P39).



Obr. P18 – Průběh složek magnetické indukce v zubech statoru (jmenovité zatížení) [74]



Obr. P19 – Průběh složek magnetické indukce ve jhu statoru (jmenovité zatížení) [74]

Tab. P39 – Harmonická analýza průběhů podle obr. P18 a obr. P19

Harmonické složky		1	5	7	11	13
Statorové zuby	$B_{\max,z,tan}$	0,021	0,001	0,001	0	0
	$B_{\max,z,nor}$	1,808	0,122	0,092	0	0
Statorové jho	$B_{\max,j,tan}$	1,447	0,105	0,079	0	0
	$B_{\max,j,nor}$	0,158	0,017	0,013	0	0

Dále je z tab. 38 patrné, že optimalizaci analyzovaného stroje v rámci I. etapy výzkumu se podařilo mimo jiné i navýšit hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře o 0,062 T, tedy navýšení na hodnotu $B_\delta = 1,046 \text{ T}$. Dosazením do rovnice (P20) zjistíme novou hodnotu indukovaného napětí při stejných (jmenovitých) otáčkách ($n_n = 1500 \text{ min}^{-1}$), resp. frekvenci indukovaného napětí ($f_N = 50 \text{ Hz}$), při které byl analyzován

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot N_s \cdot k_{v1} \cdot \frac{B_\delta \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot 230 \cdot 0,9597 \cdot \frac{1,046 \cdot 0,1 \cdot 0,09}{2 \cdot 1} = 230,80 \text{ V} \quad (\text{P45})$$

což znamená nárůst hodnoty fázového napětí o 15,20 V oproti hodnotě analyzovaného stroje, nicméně pro účel správného srovnání optimalizované topologie s původní topologií (srovnání ztrát) bude dosaženo stejné hodnoty indukovaného napětí. Pohledem na rovnici (P20) můžeme vidět několik možností, jak lze ovlivnit indukované napětí, nicméně v rámci této práce přichází jako nejschůdnější řešení v úvahu změna kmitočtu dosažena změnou (snížením) otáček generátoru a tedy pro $f_N = 46,71 \text{ Hz}$ bude indukované fázové napětí rovno $U_{if} = 215,58 \text{ V}$, což je dobrá shoda s indukovaným napětím analyzovaného stroje ($U_{if} = 215,60 \text{ V}^{19}$). Následně pak mechanické otáčky generátoru budou

$$f_n = \frac{n \cdot p}{60} \Rightarrow n = \frac{60 \cdot f_n}{p} = \frac{60 \cdot 46,71}{2} = 1401,3 \text{ min}^{-1} \quad (\text{P46})$$

S ohledem na výše uvedené skutečnosti budou přepočítány i mechanické ztráty. Nutno však podotknout, že model optimalizovaného stroje (obr. 83) byl již počítán pro novou frekvenci a tedy i hodnoty magnetických indukcí (tab. P39) odpovídají této frekvenci, resp. otáčkám ($f_N = 46,71 \text{ Hz}$, $n = 1412,4 \text{ min}^{-1}$).

Pro výpočet celkových ztrát v synchronním stroji s permanentními magnety vyjdeme ze vztahu (P23), který má tvar

$$\Delta P_c = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d \quad (\text{P47})$$

Můžeme tedy vidět, že žádná z figurujících veličin nám ztráty ve vinutí neovlivnila a v případě aditivních ztrát jsou tyto již zakomponované ve ztrátách v železe – tzn. i v tomto případě bude postup výpočtu shodný s postupem v příloze P5 [8], [9]. Pro ztráty v různých částech magnetického obvodu stroje platí vztah (P36), kde po dosazení obdržíme

$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe} + \Delta P_d &= \Delta P_{Fe,z} + \Delta P_{Fe,j} = k_{Fe,z} \cdot p_{10} \cdot \left(\frac{B_{max,z}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,z} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,z} + k_{Fe,j} \cdot p_{10} \cdot \\ &\left(\frac{B_{max,j}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,j} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,j} \cdot k_{ad,j} = 2 \cdot 3,05 \cdot \left(\frac{1,808}{1} \right)^2 \cdot 1,63 \cdot \left(\frac{46,71}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,007 + 1,7 \cdot 3,05 \cdot \\ &\left(\frac{1,451}{1} \right)^2 \cdot 6,11 \cdot \left(\frac{46,71}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,006 \cdot 1,7 = 134,37 \text{ W} \end{aligned} \quad (\text{P48})$$

¹⁹ Hodnota získána měřením „naprázdno“ na analyzovaném stroji

kde pro zuby platí

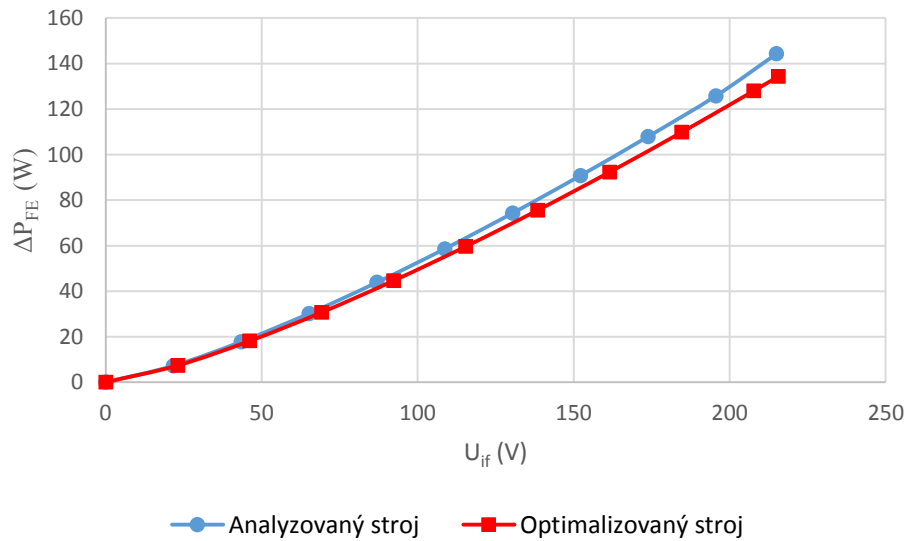
$$k_{5,7,11,13,z} = 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{\max,n,tan,h}^2 + B_{\max,n,nor,h}^2}{B_{\max,n,tan,1}^2 + B_{\max,n,nor,1}^2} \right) = 1 + \left(\frac{B_{\max,z,tan,5}^2 + B_{\max,z,nor,5}^2 + B_{\max,z,tan,7}^2 + B_{\max,z,nor,7}^2 + B_{\max,z,tan,11}^2 + B_{\max,z,nor,11}^2 + B_{\max,z,tan,13}^2 + B_{\max,z,nor,13}^2}{B_{\max,z,tan,1}^2 + B_{\max,z,nor,1}^2} \right) = 1 + \left(\frac{0,001^2 + 0,122^2 + 0,001^2 + 0,092^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2}{0,021^2 + 1,828^2} \right) = 1 + 0,007 = 1,007 \quad (P49)$$

a pro jho

$$k_{5,7,11,13,j} = 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{\max,n,tan,h}^2 + B_{\max,n,nor,h}^2}{B_{\max,n,tan,1}^2 + B_{\max,n,nor,1}^2} \right) = 1 + \left(\frac{B_{\max,j,tan,5}^2 + B_{\max,j,nor,5}^2 + B_{\max,j,tan,7}^2 + B_{\max,j,nor,7}^2 + B_{\max,j,tan,11}^2 + B_{\max,j,nor,11}^2 + B_{\max,j,tan,13}^2 + B_{\max,j,nor,13}^2}{B_{\max,j,tan,1}^2 + B_{\max,j,nor,1}^2} \right) = 1 + \left(\frac{0,105^2 + 0,017^2 + 0,079^2 + 0,013^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2}{0,258^2 + 1,578^2} \right) = 1 + 0,006 = 1,006 \quad (P50)$$

Jako poslední zbývá určit mechanické ztráty. Po dosazení do (P42) obdržíme

$$\Delta P_{mech} = 3 \cdot \frac{k_b \cdot m_r \cdot n_n}{100 \cdot \pi} = 3 \cdot \frac{1,7,3 \cdot 1401,3}{100 \cdot \pi} = 97,68 \text{ W} \quad (P51)$$

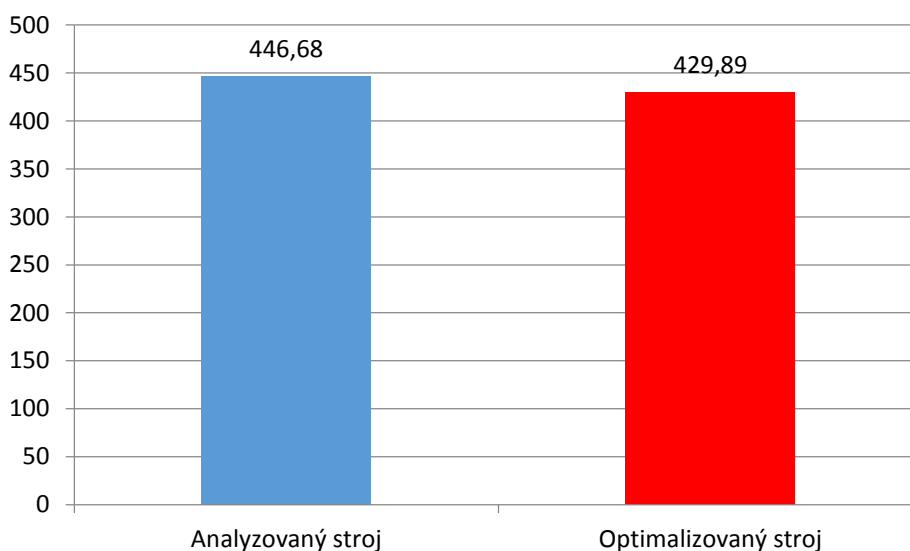


Obr. P20 – Srovnání závislosti ztrát v železe na indukovaném napětí (analytický výpočet) [74]

Celkové ztráty pak získáme prostým sečtením dílčích ztrát, přičemž ztráty aditivní ΔP_d jsou již zakomponované v ztrátách v železe ΔP_{Fe}

$$\Delta P_c = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d = 197,84 + 134,37 + 97,68 = 429,89 \text{ W} \quad (P52)$$

Hodnota ztrát získaná analytickými výpočty $\Delta P_c = 429,89 \text{ W}$ je oproti hodnotě ztrát analyzovaného stroje v důsledku nižší pouze o 16,79 W. Výše uvedené výpočty ukazují, že navýšením hodnoty magnetické indukce ztráty v železe vzrostly na úkor úspor získaných eliminací vybraných lichých harmonických (nižší hodnota koeficientu $k_{h,n}$). Nicméně v důsledku snahy zachovat výstupní hodnotu indukovaného napětí bylo současně docíleno snížení jmenovité frekvence, resp. otáček, což se v konečné fázi projevilo nižší konečnou hodnotou ztrát v železe a i mechanických ztrát.



Obr. P21 – Srovnání celkových ztrát – analytický výpočet (jmenovité zatížení) [74]

S ohledem na výslednou hodnotu analyticky získaných ztrát můžeme následně vypočítat novou předpokládanou účinnost a tedy

$$\eta = \frac{P_1}{P} = \frac{P_1}{P_1 + \Delta P_c} = \frac{3000}{3000 + 429,89} = \frac{3000}{3429,89} = 0,8747 \quad (\text{P53})$$

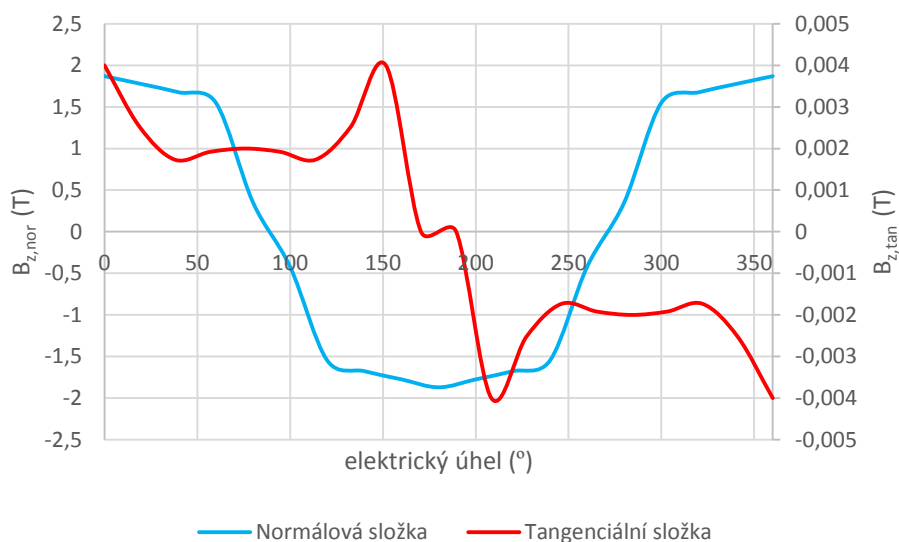
a po násobení konstantou obdržíme účinnost v procentech, tedy

$$\eta_{\%} = \eta \cdot 100 = 0,8747 \cdot 100 = 87,47 \% \quad (\text{P54})$$

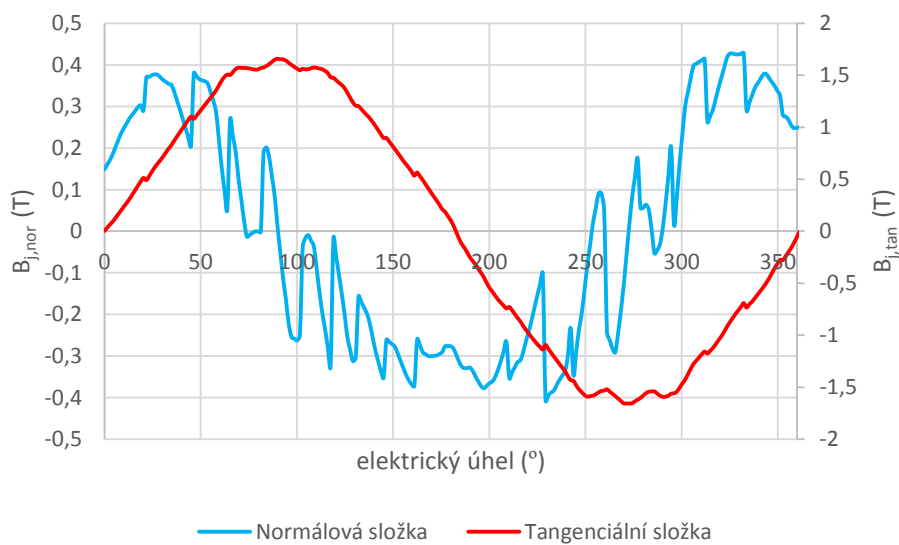
Výzkum prezentovaný v rámci II. etapy výzkumu byl ve směr založen jen a pouze na plném využití metody umělé inteligence, tedy na využití genetického algoritmu (GA FEMM). Díky němu nemuselo docházet k manuálním změnám geometrie rotoru, neboť toto program prováděl na základě nastavených kritérií automaticky, čímž především šetřil čas a sílu. Z uzavřené množiny nabízených výsledků pak byl vybrán ten nejoptimálnější.

Výsledky v tomto případě ukázaly, že již samotný analyzovaný stroj nebyl optimálně navržen a tudíž z pohledu vybraných provozních vlastností mohl analyzovaný stroj již na samém začátku vykazovat lepší výsledky. Projektant analyzovaného stroje však při návrhu nevyužil numerických metod ani metod umělé inteligence, návrh řešil pouze na základě analytických výpočtů a následné prověrky vybraných provozních vlastností měřením ve zkušebně.

Optimalizovaný model dle obr. 91 řeší kromě úplné eliminace vybrané liché harmonické i problém poklesu hodnoty magnetické indukce ve středu vzduchové mezery B_δ , jež se vyskytoval ve všech I. etapách výzkumu. Snahou v tomto případě bylo alespoň se přiblížit k původní hodnotě B_δ či přímo dosáhnout jejího navýšení. Analytický výpočet ztrát je v tomto případě shodný s předchozím postupem. Získané hodnoty – tedy podklad pro výpočet, ukazuje tab. P40.



Obr. P22 – Průběh složek magnetické indukce v zubech statoru (jmenovité zatížení) [74]



Obr. P23 – Průběh složek magnetické indukce ve jhu statoru (jmenovité zatížení) [74]

Tab. P40 – Harmonická analýza průběhů podle obr. P22 a obr. P23

Harmonické složky		1	5	7	11	13
Statorové zuby	$B_{\max,z,tan}$	0,006	0	0	0	0
	$B_{\max,z,nor}$	1,771	0	0,089	0,109	0,056
Statorové jho	$B_{\max,j,tan}$	1,419	0	0,077	0,094	0,048
	$B_{\max,j,nor}$	0,152	0	0,012	0,015	0,008

Indukované napětí jedné fáze bude

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot N_s \cdot k_{v1} \cdot \frac{B_{\delta} \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot 230 \cdot 0,9597 \cdot \frac{1,025 \cdot 0,1 \cdot 0,09}{2 \cdot 1} = 226,17 \text{ V} \quad (\text{P55})$$

což je hodnota vyšší o 10,57 V oproti analyzovanému stroji. V dalším kroku proto snížíme mechanické otáčky tak, abychom dosáhli hodnoty indukovaného napětí analyzovaného stroje. Mechanické otáčky generátoru budou

$$f_n = \frac{n \cdot p}{60} \Rightarrow n = \frac{60 \cdot f_n}{p} = \frac{60 \cdot 47,66}{2} = 1429,8 \text{ min}^{-1} \quad (\text{P56})$$

přičemž hodnota frekvence $f_N = 47,66 \text{ Hz}$ odpovídá hodnotě indukovaného napětí $U_{if} = 215,59 \text{ V}$, což je i v tomto případě dobrá shoda s hodnotou indukovaného napětí analyzovaného stroje. Následně již můžeme navázat na ztráty v železe včetně ztrát dodatečných a tedy

$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe} + \Delta P_d &= \Delta P_{Fe,z} + \Delta P_{Fe,j} = k_{Fe,z} \cdot p_{10} \cdot \left(\frac{B_{\max,z}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,z} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,z} + k_{Fe,j} \cdot p_{10} \cdot \\ &\left(\frac{B_{\max,j}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,j} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,j} \cdot k_{ad,j} = 2 \cdot 3,05 \cdot \left(\frac{1,771}{1} \right)^2 \cdot 1,63 \cdot \left(\frac{47,66}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,007 + 1,7 \cdot 3,05 \cdot \\ &\left(\frac{1,427}{1} \right)^2 \cdot 6,11 \cdot \left(\frac{47,66}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,0085 \cdot 1,7 = 133,43 \text{ W} \end{aligned} \quad (\text{P57})$$

kde pro zuby platí

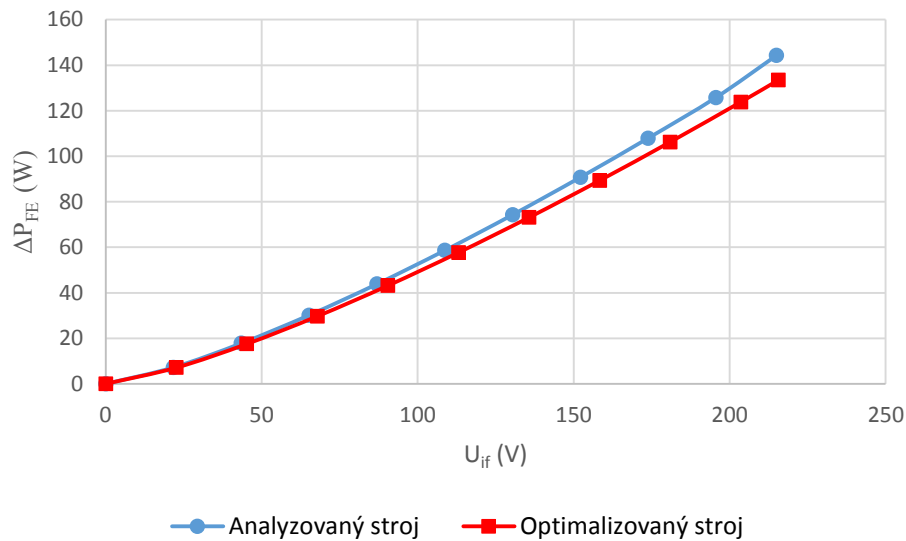
$$\begin{aligned} k_{5,7,11,13,z} &= 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{\max,n,tan,h}^2 + B_{\max,n,nor,h}^2}{B_{\max,n,tan,1}^2 + B_{\max,n,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{B_{\max,z,tan,5}^2 + B_{\max,z,nor,5}^2 + B_{\max,z,tan,7}^2 + B_{\max,z,nor,7}^2 + B_{\max,z,tan,11}^2 + B_{\max,z,nor,11}^2 + B_{\max,z,tan,13}^2 + B_{\max,z,nor,13}^2}{B_{\max,z,tan,1}^2 + B_{\max,z,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{0^2 + 0^2 + 0^2 + 0,089^2 + 0^2 + 0,109^2 + 0^2 + 0,056^2}{0,006^2 + 1,771^2} \right) = 1 + 0,007 = 1,007 \end{aligned} \quad (\text{P58})$$

a pro jho

$$\begin{aligned} k_{5,7,11,13,j} &= 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{\max,n,tan,h}^2 + B_{\max,n,nor,h}^2}{B_{\max,n,tan,1}^2 + B_{\max,n,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{B_{\max,j,tan,5}^2 + B_{\max,j,nor,5}^2 + B_{\max,j,tan,7}^2 + B_{\max,j,nor,7}^2 + B_{\max,j,tan,11}^2 + B_{\max,j,nor,11}^2 + B_{\max,j,tan,13}^2 + B_{\max,j,nor,13}^2}{B_{\max,j,tan,1}^2 + B_{\max,j,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{0^2 + 0^2 + 0,077^2 + 0,012^2 + 0,094^2 + 0,015^2 + 0,048^2 + 0,008^2}{0,152^2 + 1,419^2} \right) = 1 + 0,006 = 1,0085 \end{aligned} \quad (\text{P59})$$

Následně pak již zbývá určit mechanické ztráty. Zde obdržíme

$$\Delta P_{mech} = 3 \cdot \frac{k_b \cdot m_r \cdot n_n}{100 \cdot \pi} = 3 \cdot \frac{1,7,3 \cdot 1429,8}{100 \cdot \pi} = 99,67 \text{ W} \quad (\text{P60})$$

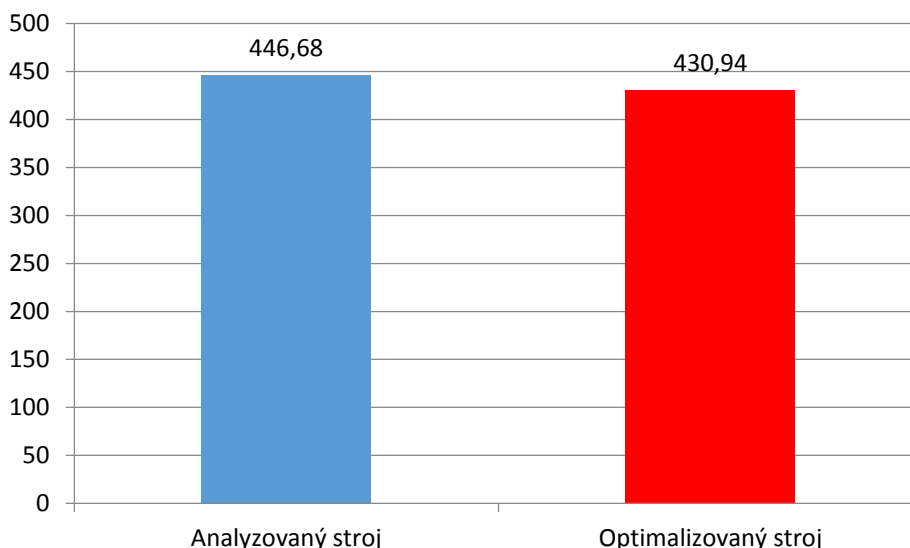


Obr. P24 – Srovnání závislosti ztrát v železe na indukovaném napětí (analytický výpočet) [74]

Celkové ztráty pak získáme sečtením dílčích ztrát, přičemž ztráty aditivní ΔP_d jsou již zakomponované v ztrátách v železe ΔP_{Fe} a tedy

$$\Delta P_c = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d = 197,84 + 133,43 + 99,67 = 430,94 \text{ W} \quad (\text{P61})$$

V tomto případě hodnota ztrát získaná analytickými výpočty $\Delta P_c = 430,94 \text{ W}$ dosahuje podobné hodnoty, jako tomu bylo v předchozím případě, konkrétně tedy 15,68 W (jmenovité zatížení). Výše uvedené výpočty nyní naopak ukazují, že změna topologie rotoru (výstup II. etapy výzkumu), kdy magnety měly naprosto nové rozměry a uložení blíže hřideli a současně i splňovaly podmínky definované matematickým modelem, zajistily navýšení hodnoty magnetické indukce B_δ , nicméně maximální hodnota magnetické indukce v zubech a ve jhu již byla oproti předchozí topologii rotoru (výstup I. etapy výzkumu – vertikální uložení magnetu nejbližší vnějšímu obvodu rotoru) nižší. Pohledem na základní rovnici pro ztráty v železe (P36), resp. srovnáním (P41) a (77) můžeme vesměs prohlásit, že výsledná hodnota ztrát je významněji ovlivňována kmitočtem, než maximálními hodnotami magnetických indukcí v zubech a ve jhu ($B_{z_{max}}$ a $B_{j_{max}}$).



Obr. P25 – Srovnání celkových ztrát – analytický výpočet (jmenovité zatížení) [74]

S ohledem na výslednou hodnotu analyticky získaných ztrát pak můžeme následně vypočítat novou předpokládanou účinnost a tedy

$$\eta = \frac{P_1}{P} = \frac{P_1}{P_1 + \Delta P_c} = \frac{3000}{3000 + 430,94} = \frac{3000}{3430,94} = 0,8744 \quad (\text{P62})$$

a po násobení konstantou obdržíme účinnost v procentech, tedy

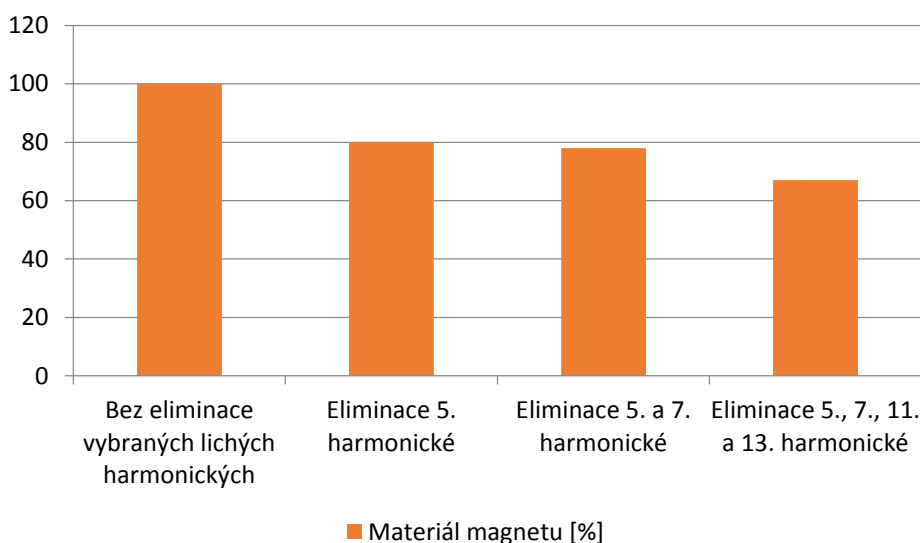
$$\eta_{\%} = \eta \cdot 100 = 0,8744 \cdot 100 = 87,44 \% \quad (\text{P63})$$

P23.2 ELIMINACE 5. A 7. HARMONICKÉ

V rámci tohoto výzkumu byly eliminovány již dvě vybrané liché harmonické, což s ohledem na aplikaci matematického modelu znamenalo vznik dvou paralelních permanentních magnetů. V důsledku aplikace matematického modelu došlo k odebrání výraznějšího množství materiálu magnetu, avšak za cenu absence 5. a 7. liché harmonické v základní křivce B_δ . Výrazným negativem aplikace matematického modelu byl již mnohem výraznější pokles hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře, což mimo jiné i pochopitelně ovlivnilo samotný výstupní výkon generátoru.

Následující vertikální změny uložení dílčích paralelních magnetů v železe měly obdobné výstupy, jako v předchozím případě výzkumu. S rostoucí vzdáleností paralelních magnetů od jejich původní pozice uložení směrem vnějšímu obvodu rotoru byly vybrané liché harmonické opět v základní křivce B_δ identifikovány. Totéž platí i pro tvarové změny paralelních magnetů. Komplexně jsou tyto výsledky jednoznačným náznakem toho, že nemá smysl v praxi výzkum realizovat způsobem prezentovaným v rámci I. etapy dílčího výzkumu, neboť je již jasné, že s rostoucím počtem eliminovaných vybraných lichých harmonických poroste i množství odebraného materiálu (obr. P26), a tudíž se tak můžeme dostat do situace, kdy nám již hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře B_δ poklesne natolik,

že navazujícími kroky již nebudeme moci dosáhnout alespoň původní hodnoty (tab. P41), což v důsledku znamená horší výsledky, než vykazoval analyzovaný stroj.



Obr. P26 – Srovnání odebrání materiálu magnetů

Aplikováním magnetických bariér se opět potvrdily nejlepší výsledky, co by do navýšení hodnoty magnetické indukce v B_δ , nicméně tímto způsobem se nikdy doposud nepodařilo vybrané liché harmonické úplně odstranit, byť k významnému poklesu jejich amplitud došlo. V tomto směru se nám opět dostává další indicie, která napovídá řešit problematiku eliminace dvou vybraných lichých harmonických způsobem prezentovaným ve II. etapě výzkumu, neboť tato jsme schopni dosáhnout úplné eliminace vybraných lichých harmonických a současně i navýšení hodnoty B_δ . Výzkum aplikovaný pro stav „naprázdno“ vykázal podobné výsledky, jako v předchozím případě (kap. 3.2.1.2) a tudíž nebude dále rozebrán.

Tab. P41 – Harmonická analýza – eliminace 5. a 7. harmonické

Harmonická analýza - souhrnné výsledky kapitoly 4.2.1.3									
Matematický model a typ optimalizace	Optimalizační kroky Nejpřínosnější výsledky	Stav modelu	Procentuální obsah liché harmonické vzhledem k základní harmonické [%]					THD	B _{δ,1}
			1	5	7	11	13	[%]	[T]
SHE PWM 5. a 7. harmonická	Analyzovaný stroj	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	19,20	13,46	6,78	4,98	29,89	0,985
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	17,91	12,14	7,05	4,60	26,34	1,108
	Aplikace matematického modelu	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	24,49	11,86	9,17	0	30,12	0,747

	I. etapa výzkumu	Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	0	0	3,23	0	14,61	0,948
	Následná vertikální změna uložení	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	24,46	8,19	0	11,39	N/A	0,837
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	8,01	3,20	0	9,57	N/A	1,038
	Následná tvarová změna (převrácené „V“)	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	24,46	8,19	0	11,39	N/A	0,837
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	8,01	3,20	0	9,57	N/A	1,038
	Následná tvarová změna (do tvaru „V“)	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	24,18	8,64	0	9,33	N/A	0,789
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	7,33	4,82	0	10,82	N/A	0,973
	Následná aplikace magnetické bariéry B5	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	24,16	0	0	8,43	N/A	0,912
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	5,15	0	0	9,19	N/A	1,098
	Finální model konec I. etapy výzkumu	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	24,16	0	0	8,43	N/A	0,912
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	5,15	0	0	9,19	N/A	1,098
	Finální model II. etapa výzkumu (užití GA FEMM)	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	10,55	0	4,83	4,88	20,71	1,056
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	0	0	3,86	3,37	17,57	1,162

Z výsledků prezentovaných v tab. P41 lze dedukovat, že dorovnáním indukovaného napětí na hodnotu vykazovanou původním (analyzovaným) strojem znamená zvýšit kmitočet indukovaného napětí zvýšením rychlosti otáčení rotoru. Reálný dopad tohoto dílčího výzkumu na ztráty a z toho i plynoucí účinnost ukážou až následující výpočty, nicméně z praktického hlediska je vhodnější dosáhnout u generátoru jmenovité hodnoty indukovaného napětí již při co nejnižších otáčkách, resp. nejnižší rychlosti větru. Dá se předpokládat, že analytické výpočty mírné zlepšení vybraných provozních vlastností potvrdí, ovšem máme-li jich dosáhnout za cenu vyšších otáček stroje ($+107,1 \text{ min}^{-1}$), pak v případě aplikace stroje v malé větrné elektrárně nelze toto pokládat za zvlášť přínosné.

Postup analýzy ztrát bude v tomto případě shodný tak, jak prezentuje příloha P5. Pro výpočet ztrát v železe je rovněž zvolen postup podle [8] a [9]. S ohledem na vztah (P36) je nutno v následujícím kroku získat výsledky harmonické analýzy průběhů magnetických indukcí v jednotlivých částech stroje – tedy v zubu a ve jhu statoru (tab. P42).

Tab. P42 – Harmonická analýza – výstup I. etapy výzkumu

Harmonické složky		1	5	7	11	13
Statorové zuby	$B_{\max,z,tan}$	0,015	0	0	0	0,001
	$B_{\max,z,nor}$	1,661	0,086	0	0	0,153
Statorové jho	$B_{\max,j,tan}$	1,269	0,065	0	0	0,117
	$B_{\max,j,nor}$	0,153	0,008	0	0	0,014

Z tab. P41 je patrné, že optimalizaci analyzovaného stroje v rámci I. etapy výzkumu se již nepodařilo navýšit hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Hodnota B_δ nabývá pouze 0,912 T, což je o 0,073 T méně, než vykazoval analyzovaný stroj. Dosazením do rovnice (P20) zjistíme novou hodnotu indukovaného napětí při stejných (jmenovitých) otáčkách ($n_n = 1500 \text{ min}^{-1}$), resp. frekvenci indukovaného napětí ($f_N = 50 \text{ Hz}$), při které byl analyzován a tedy

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot N_s \cdot k_{v1} \cdot \frac{B_\delta \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot 230 \cdot 0,9597 \cdot \frac{0,912 \cdot 0,1 \cdot 0,09}{2 \cdot 1} = 201,24 \text{ V} \quad (\text{P64})$$

což znamená pokles hodnoty fázového napětí o 14,36 V oproti hodnotě analyzovaného stroje, nicméně pro účel správného srovnání bude opět dosaženo stejné hodnoty indukovaného napětí. Zvýšením otáček generátoru dosáhneme vyššího kmitočtu a tedy pro $f_N = 53,57 \text{ Hz}$ bude indukované fázové napětí rovno $U_{if} = 215,60 \text{ V}$. Následně pak mechanické otáčky generátoru budou

$$f_n = \frac{n \cdot p}{60} \Rightarrow n = \frac{60 \cdot f_n}{p} = \frac{60 \cdot 53,57}{2} = 1607,1 \text{ min}^{-1} \quad (\text{P65})$$

Pro ztráty v různých částech magnetického obvodu stroje platí vztah (P33), přičemž ztráty dodatečné jsou již v tomto vztahu zakomponované. Po dosazení obdržíme

$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe} + \Delta P_d &= \Delta P_{Fe,z} + \Delta P_{Fe,j} = k_{Fe,z} \cdot p_{10} \cdot \left(\frac{B_{\max,z}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,z} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,z} + k_{Fe,j} \cdot p_{10} \cdot \\ &\left(\frac{B_{\max,j}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,j} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,j} \cdot k_{ad,j} = 2 \cdot 3,05 \cdot \left(\frac{1,661}{1} \right)^2 \cdot 1,63 \cdot \left(\frac{53,57}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,0112 + 1,7 \cdot 3,05 \cdot \\ &\left(\frac{1,278}{1} \right)^2 \cdot 6,11 \cdot \left(\frac{53,57}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,0111 \cdot 1,7 = 127,63 \text{ W} \end{aligned} \quad (\text{P66})$$

kde pro zuby platí

$$\begin{aligned} k_{5,7,11,13,z} &= 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{\max,n,tan,h}^2 + B_{\max,n,nor,h}^2}{B_{\max,n,tan,1}^2 + B_{\max,n,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{B_{\max,z,tan,5}^2 + B_{\max,z,nor,5}^2 + B_{\max,z,tan,7}^2 + B_{\max,z,nor,7}^2 + B_{\max,z,tan,11}^2 + B_{\max,z,nor,11}^2 + B_{\max,z,tan,13}^2 + B_{\max,z,nor,13}^2}{B_{\max,z,tan,1}^2 + B_{\max,z,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{0^2 + 0,086^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0,001^2 + 0,153^2}{0,015^2 + 1,661^2} \right) = 1 + 0,011 = 1,0112 \end{aligned} \quad (\text{P67})$$

a pro jho

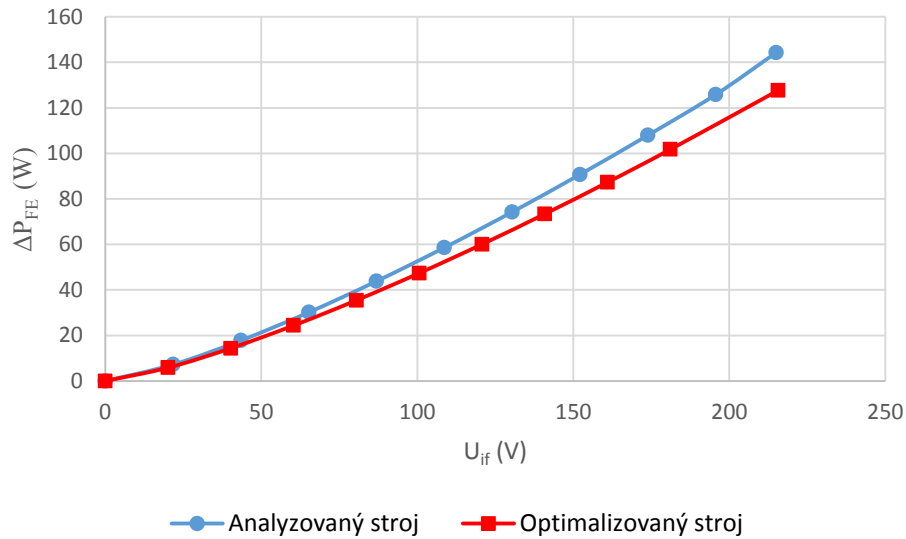
$$k_{5,7,11,13,j} = 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{\max,n,tan,h}^2 + B_{\max,n,nor,h}^2}{B_{\max,n,tan,1}^2 + B_{\max,n,nor,1}^2} \right) = 1 +$$

$$\left(\frac{B_{\max,j,tan,5}^2 + B_{\max,j,nor,5}^2 + B_{\max,j,tan,7}^2 + B_{\max,j,nor,7}^2 + B_{\max,j,tan,11}^2 + B_{\max,j,nor,11}^2 + B_{\max,j,tan,13}^2 + B_{\max,j,nor,13}^2}{B_{\max,j,tan,1}^2 + B_{\max,j,nor,1}^2} \right) = 1 +$$

$$\left(\frac{0,065^2 + 0,008^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0,117^2 + 0,014^2}{0,153^2 + 1,269^2} \right) = 1 + 0,0111 = 1,0111 \quad (P68)$$

Jako poslední zbývá určit mechanické ztráty. Po dosažení obdržíme

$$\Delta P_{mech} = 3 \cdot \frac{k_b \cdot m_r \cdot n_n}{100 \cdot \pi} = 3 \cdot \frac{1 \cdot 7,3 \cdot 1607,1}{100 \cdot \pi} = 112,03 \text{ W} \quad (P69)$$

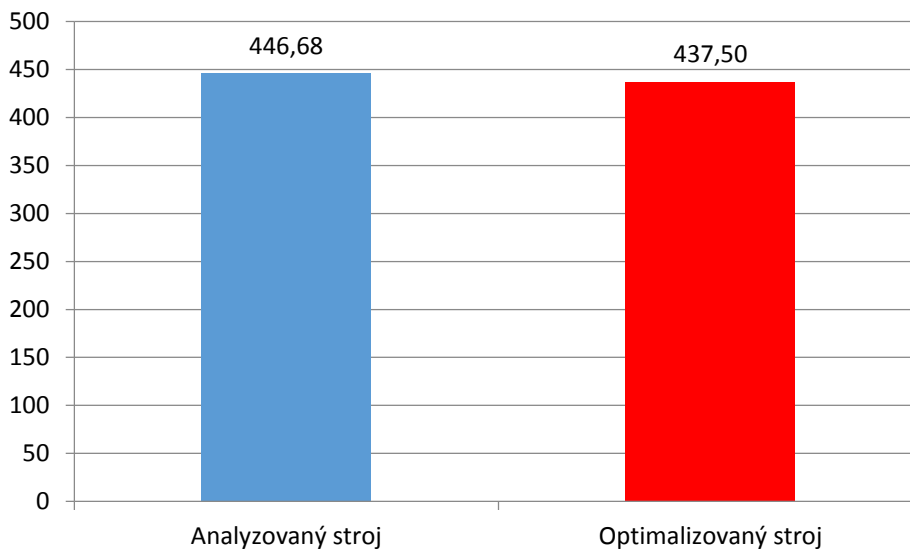


Obr. P27 – Srovnání závislosti ztrát v železe na indukovaném napětí (analytický výpočet) [74]

Celkové ztráty pak získáme prostým sečtením dílčích ztrát, přičemž ztráty aditivní ΔP_d jsou již zakomponované v ztrátách v železe ΔP_{Fe}

$$\Delta P_c = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d = 197,84 + 127,63 + 112,03 = 437,50 \text{ W} \quad (P70)$$

Hodnota ztrát získaná analytickými výpočty $\Delta P_c = 437,50 \text{ W}$ je oproti hodnotě ztrát analyzovaného stroje v důsledku nižší pouze o 9,18 W. Výše uvedené výpočty naznačují, že i v tomto případě dílčího výzkumu můžeme dosáhnout mírného zlepšení, ovšem za ne moc uspokojivé podmínky navýšení rychlosti otáčení rotoru. Celkové srovnání ztrát původního a optimalizovaného stroje ukazuje následující graf.



Obr. P28 – Srovnání celkových ztrát – analytický výpočet (jmenovité zatížení) [74]

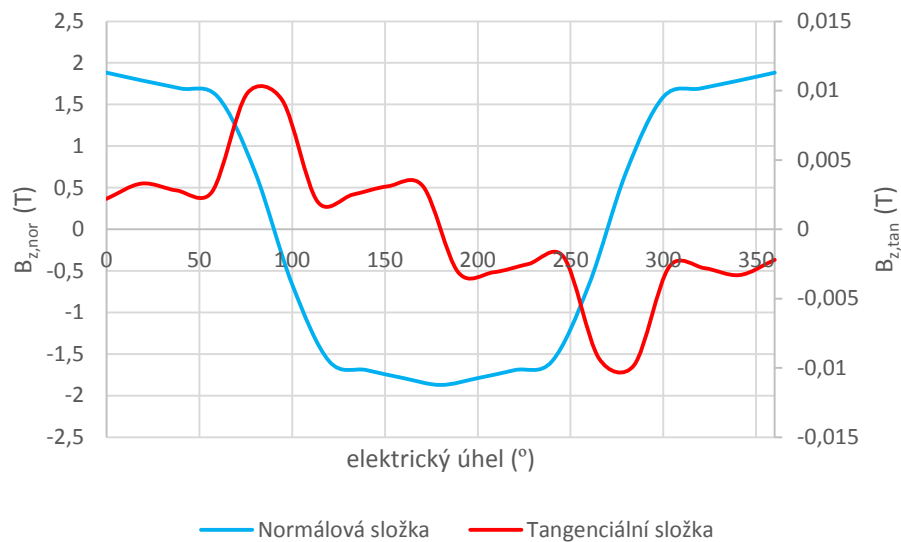
S ohledem na výslednou hodnotu analyticky získaných ztrát můžeme následně vypočítat novou předpokládanou účinnost a tedy

$$\eta = \frac{P_1}{P} = \frac{P_1}{P_1 + \Delta P_c} = \frac{3000}{3000 + 437,50} = \frac{3000}{3437,50} = 0,8727 \quad (\text{P71})$$

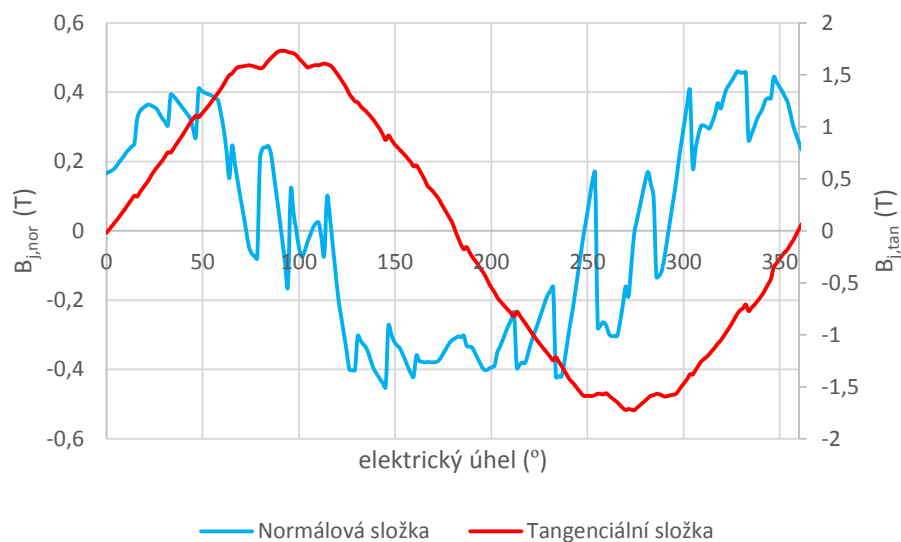
a po násobení konstantou obdržíme účinnost v procentech, tedy

$$\eta_{\%} = \eta \cdot 100 = 0,8727 \cdot 100 = 87,27 \% \quad (\text{P72})$$

Výzkum realizovaný v rámci II. etapy dílčího výzkumu (kap. 3.2.1.3) proběhl opět s využitím metody umělé inteligence. Pohledem na výsledky (tab. P41) se i v tomto případě ukazuje vhodnost užití této techniky, neboť optima na základě předem stanovených kritérií se podařila nalézt i pro případ dvou dílčích paralelních magnetů, nicméně ty jsou však již navrženy nově z pohledu jejich rozměrů, tvaru a uložení vzhledem k magnetům analyzovaného stroje. Následující průběhy včetně výsledků harmonické analýzy prezentované v tab. P43 ukazují komplexní podklady pro další analytické výpočty ztrát.



Obr. P29 – Průběh složek magnetické indukce v zubech statoru (jmenovité zatížení) [74]



Obr. P30 – Průběh složek magnetické indukce ve jhu statoru (jmenovité zatížení) [74]

Tab. P43 – Harmonická analýza průběhů podle obr. P29 a obr. P30

Harmonické složky		1	5	7	11	13
Statorové zuby	$B_{\max,z,\tan}$	0,009	0	0	0	0
	$B_{\max,z,nor}$	1,843	0	0	0,072	0,063
Statorové jho	$B_{\max,j,\tan}$	1,471	0	0	0,054	0,047
	$B_{\max,j,nor}$	0,166	0	0	0,016	0,013

S ohledem na výše uvedené skutečnosti indukované napětí jedné fáze bude

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot N_s \cdot k_{v1} \cdot \frac{B_{\delta} \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot 230 \cdot 0,9597 \cdot \frac{1,056 \cdot 0,1 \cdot 0,09}{2 \cdot 1} = 233,01 \text{ V} \quad (\text{P73})$$

což je hodnota vyšší o 17,41 V oproti hodnotě analyzovaného stroje. V dalším kroku proto snížíme mechanické otáčky tak, abychom dosáhli hodnoty indukovaného napětí analyzovaného stroje. Mechanické otáčky generátoru budou

$$f_n = \frac{n \cdot p}{60} \Rightarrow n = \frac{60 \cdot f_n}{p} = \frac{60 \cdot 46,26}{2} = 1387,8 \text{ min}^{-1} \quad (\text{P74})$$

přičemž hodnota frekvence $f_N = 46,26 \text{ Hz}$ odpovídá hodnotě indukovaného napětí $U_{if} = 215,58 \text{ V}$, což je i v tomto případě dobrá shoda s hodnotou indukovaného napětí analyzovaného stroje. Následně již můžeme navázat na ztráty v železe včetně ztrát dodatečných a tedy

$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe} + \Delta P_d &= \Delta P_{Fe,z} + \Delta P_{Fe,j} = k_{Fe,z} \cdot p_{10} \cdot \left(\frac{B_{max,z}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,z} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,z} + k_{Fe,j} \cdot p_{10} \cdot \\ &\left(\frac{B_{max,j}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,j} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,j} \cdot k_{ad,j} = 2 \cdot 3,05 \cdot \left(\frac{1,843}{1} \right)^2 \cdot 1,63 \cdot \left(\frac{46,26}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,0026 + 1,7 \cdot 3,05 \cdot \\ &\left(\frac{1,480}{1} \right)^2 \cdot 6,11 \cdot \left(\frac{46,26}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,0025 \cdot 1,7 = 137,50 \text{ W} \end{aligned} \quad (\text{P75})$$

kde pro zuby platí

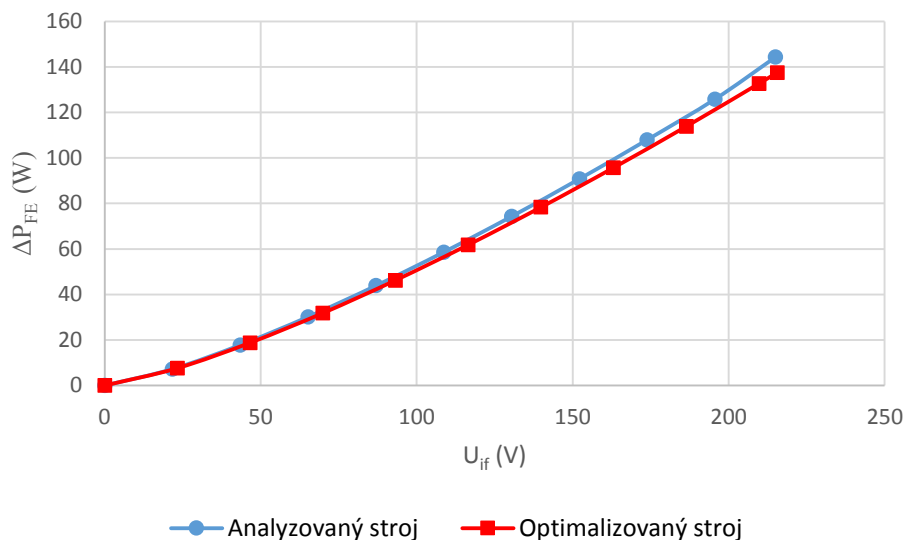
$$\begin{aligned} k_{5,7,11,13,z} &= 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{max,n,tan,h}^2 + B_{max,n,nor,h}^2}{B_{max,n,tan,1}^2 + B_{max,n,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{B_{max,z,tan,5}^2 + B_{max,z,nor,5}^2 + B_{max,z,tan,7}^2 + B_{max,z,nor,7}^2 + B_{max,z,tan,11}^2 + B_{max,z,nor,11}^2 + B_{max,z,tan,13}^2 + B_{max,z,nor,13}^2}{B_{max,z,tan,1}^2 + B_{max,z,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0,072^2 + 0^2 + 0,063^2}{0,009^2 + 1,843^2} \right) = 1 + 0,0026 = 1,0026 \end{aligned} \quad (\text{P76})$$

a pro jho

$$\begin{aligned} k_{5,7,11,13,j} &= 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{max,n,tan,h}^2 + B_{max,n,nor,h}^2}{B_{max,n,tan,1}^2 + B_{max,n,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{B_{max,j,tan,5}^2 + B_{max,j,nor,5}^2 + B_{max,j,tan,7}^2 + B_{max,j,nor,7}^2 + B_{max,j,tan,11}^2 + B_{max,j,nor,11}^2 + B_{max,j,tan,13}^2 + B_{max,j,nor,13}^2}{B_{max,j,tan,1}^2 + B_{max,j,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0,054^2 + 0,016^2 + 0,047^2 + 0,013^2}{0,166^2 + 1,471^2} \right) = 1 + 0,0025 = 1,0025 \end{aligned} \quad (\text{P77})$$

Následně pak již zbývá určit mechanické ztráty. Zde obdržíme

$$\Delta P_{mech} = 3 \cdot \frac{k_b \cdot m_r \cdot n_n}{100 \cdot \pi} = 3 \cdot \frac{1 \cdot 7,3 \cdot 1387,8}{100 \cdot \pi} = 96,74 \text{ W} \quad (\text{P78})$$

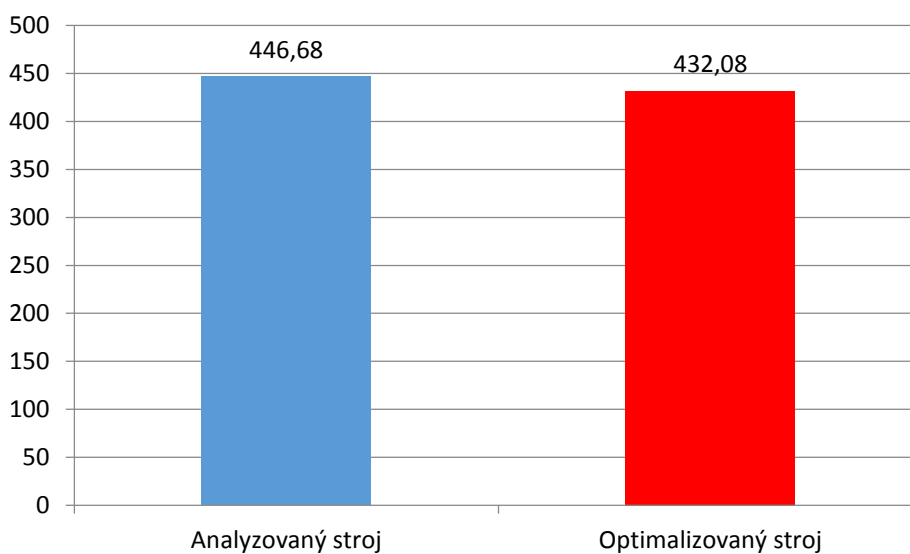


Obr. P31 – Srovnání závislosti ztrát v železe na indukovaném napětí (analytický výpočet) [74]

Celkové ztráty pak získáme sečtením dílčích ztrát, přičemž ztráty aditivní ΔP_d jsou již zakomponované v ztrátách v železe ΔP_{Fe} a tedy

$$\Delta P_c = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d = 197,84 + 137,50 + 96,74 = 432,08 \text{ W} \quad (P79)$$

Hodnota ztrát získaná analytickými výpočty $\Delta P_c = 432,08 \text{ W}$ je v tomto případě téměř shodná s hodnotou celkových ztrát získanou v případě předchozí kapitoly (kap. 3.2.3.1 – II. etapa výzkumu) také s užitím metody umělé inteligence. Pokles ztrát oproti analyzovanému stroji je 14,60 W. Podobnost výsledků může být způsobená tím, že dílčí paralelní magnety v rámci tohoto dílčího výzkumu měly podobné vertikální uložení v železe jako v předchozím případě (kap. 3.2.3.1 – II. etapa výzkumu) a tudíž i podobné hodnoty magnetických indukcí v jednotlivých částech stroje.



Obr. P32 – Srovnání celkových ztrát – analytický výpočet (jmenovité zatížení) [74]

S ohledem na výslednou hodnotu analyticky získaných ztrát pak můžeme následně vypočítat novou předpokládanou účinnost a tedy

$$\eta = \frac{P_1}{P} = \frac{P_1}{P_1 + \Delta P_c} = \frac{3000}{3000 + 432,08} = \frac{3000}{3432,08} = 0,8741 \quad (\text{P80})$$

a po násobení konstantou obdržíme účinnost v procentech, tedy

$$\eta_{\%} = \eta \cdot 100 = 0,8741 \cdot 100 = 87,41 \% \quad (\text{P81})$$

P23.3 ELIMINACE 5., 7., 11. A 13. HARMONICKÉ

Poslední část výzkumu realizována v rámci této práce byla zaměřená již na všechny 4 nejvýznamnější vybrané liché harmonické. Důsledkem aplikace matematického modelu na permanentní magnety analyzovaného stroje (I. etapa výzkumu) došlo k odebrání výraznějšího množství materiálu magnetu v jednotlivých částech (obr. 133), což ve srovnání s předchozími případy bylo největší množství odebraného materiálu (cca 33%). Současně tak vznikly 4 dílčí paralelní magnety stejné šířky, avšak různých výšek (krajní vs. středové). Za tuto cenu nebyly identifikovány v případě stavu při jmenovitém zatížení harmonické v základní křivce B_{δ} řádu 5., 7., 11. a 13. Hodnota základní harmonické B_{δ} již však klesla na tak nízkou hodnotu, že prakticky žádné další úpravy (vertikální změny uložení, tvarové změny, aplikace magnetických bariér) nedokázaly následně hodnotu navýšit alespoň na 0,985 T, jež vykazoval analyzovaný stroj. Z toho plyne jednoznačný fakt, že v praxi se postup prezentovaný v rámci I. etapy toho dílčího výzkumu ani v tomto případě nijak zvlášť neosvědčil, nicméně bylo dokázáno, že vertikální, tvarové změny či aplikace magnetických bariér vždy ovlivní hodnotu B_{δ} včetně obsahu vybraných lichých harmonických v B_{δ} , čímž byl splněn dílčí cíl této práce.

Protože by se dala řešit eliminace 4 vybraných lichých harmonických i podle matematického modelu *SHE-PWM*, bylo snahou také i ukázat, že 4 stejné magnety, jejichž šířky a výšky definuje matematický model vycházející z koncepce PAM, musejí být přesně dodrženy. Pokud aplikujeme matematický model vycházející v principu PAM, avšak u dílčích magnetů budou výšky zachovány – tedy konstantní, pak výsledky nebudou takové, jaké matematický model předpokládá, což se i v rámci dílčího výzkumu nakonec prokázalo.

V neposlední řadě se také opět prokázalo, že aplikace matematického modelu na magnety analyzovaného stroje má svou platnost jen pro danou vertikální pozici uložení magnetů v železe. Totéž platí i pro samotný tvar magnetů (tedy obdélníky). Jakékoliv následné vertikální změny uložení magnetů v železe či jejich tvarové změny včetně aplikace magnetických bariér již zajistí opětovné vytváření vybraných lichých harmonických ve stroji a matematický model tak ztrácí svou platnost. Z pohledu praxe je rovněž vhodné postupovat spíše způsobem prezentovaným ve II. etapě, neboť pokles magnetické indukce B_{δ} byl již natolik významný, že v důsledku bychom přínosných výsledků nakonec nedosáhli.

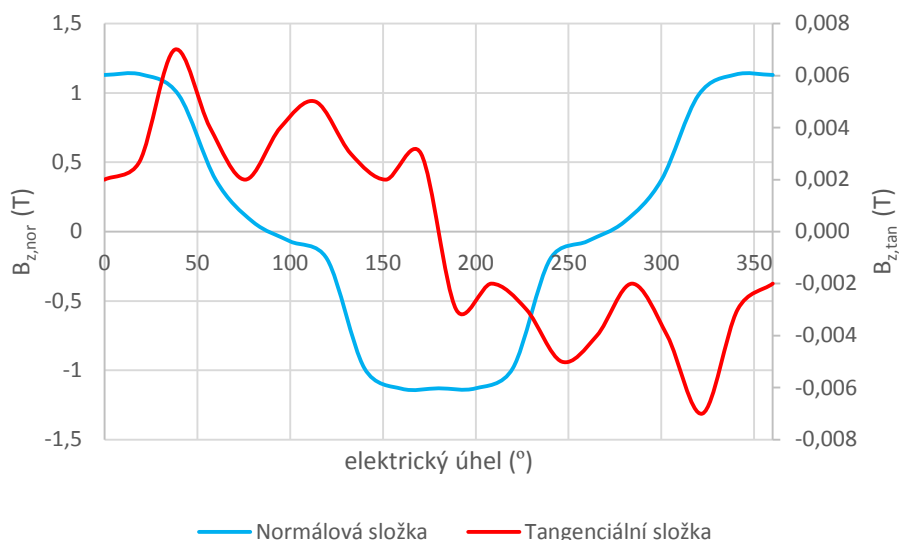
Tab. P44 – Harmonická analýza – eliminace 5., 7., 11. a 13. harmonické

Harmonická analýza - souhrnné výsledky kapitoly 3.2.2.2								
Matematický model a typ optimalizace	Optimalizační kroky Nejpřínosnější výsledky	Stav modelu	Procentuální obsah liché harmonické vzhledem k základní harmonické [%]					THD [%]
			1	5	7	11	13	
PAM 5., 7., 11., 13. harmonická	Analyzovaný stroj	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	19,20	13,46	6,78	4,98	29,89
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	17,91	12,14	7,05	4,60	26,34
	Aplikace matematického modelu I. etapa výzkumu	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	22,24	0	0	6,70	25,13
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	0	0	0	0	9,26
	Následná vertikální změna uložení (model PAM)	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	20,52	12,83	7,14	9,07	N/A
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	10,02	5,33	0	4,37	N/A
	Následná vertikální změna uložení (magnety stejné výšky)	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	20,76	12,93	7,40	9,10	N/A
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	13,92	5,78	0	6,70	N/A
	Následná tvarová změna (převrácené „V“)	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	31,37	10,25	8,77	17,15	N/A
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	13,70	4,12	5,61	8,04	N/A
	Následná tvarová změna (do tvaru „V“)	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	20,76	12,93	7,40	9,10	N/A
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	9,92	5,78	0	4,70	N/A
	Finální model konec I. etapy výzkumu	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	20,76	12,93	7,40	9,10	N/A
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	9,92	5,78	0	4,70	N/A
	Finální model II. etapa výzkumu (užití GA FEMM)	Naprázdko (FEMM, FlexPro 9)	100	14,45	6,41	0	0	22,16
		Jmenovité zatížení (FEMM, FlexPro 9)	100	0	0	0	0	11,83

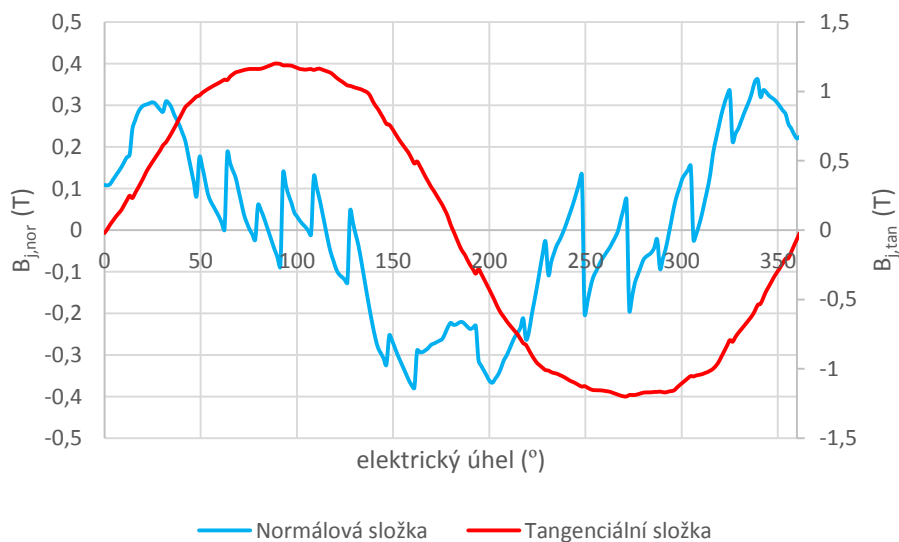
V následujícím kroku budou s ohledem na výše uvedené výsledky vypočítány ztráty. Postup analýzy bude v tomto případě shodný tak, jak prezentuje příloha P6. Pro výpočet ztrát v železe je opět zvolen postup podle [8] a [9] (autoři uvažují s ohledem na skutečnost, že ztráty jsou v jednotlivých částech magnetického obvodu n různé a je tedy nutno je zvlášť počítat pro každou část magnetického

obvodu n a následně pak sečíst (P36) a rovněž i zohledňují fakt, že hodnoty p_{10} a p_{15} výrobci udávají pro sinusový²⁰ průběh magnetické indukce).

S ohledem na vztah (P36) je opět nutno v následujícím kroku získat průběhy a hodnoty magnetických indukcí v jednotlivých částech stroje – tedy v zubu a ve jhu statoru. Po dokončení výpočtu simulačního modelu (obr. 138) budou ve zmíněných částech stroje zjištěny průběhy normálových a tangenciálních složek magnetické indukce (obr. P33 a obr. P34). Následnou harmonickou analýzou byly získány následující hodnoty (tab. P45).



Obr. P33 – Průběh složek magnetické indukce v zubech statoru (jmenovité zatížení) [74]



Obr. P34 – Průběh složek magnetické indukce ve jhu statoru (jmenovité zatížení) [74]

²⁰ V praxi průběh magnetické indukce není nikdy čistě sinusový, a tudíž jsou ztráty analyzované měřením (měření zatěžovacích charakteristik, vyšetření účinnosti) zpravidla vyšší, než hodnoty získané analytickými výpočty.

Tab. P45 – Harmonická analýza průběhů podle obr. P33 a obr. P34

Harmonické složky		1	5	7	11	13
Statorové zuby	$B_{\max,z,tan}$	0,007	0,001	0	0	0
	$B_{\max,z,nor}$	1,133	0,112	0,065	0	0,053
Statorové jho	$B_{\max,j,tan}$	1,042	0,141	0,060	0	0,049
	$B_{\max,j,nor}$	0,119	0,012	0,007	0	0,006

Z tab. P45 je patrné, že optimalizaci analyzovaného stroje v rámci I. etapy výzkumu se již nepodařilo navýšit hodnotu magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Hodnota B_δ nabývá pouze 0,468 T, což je o 0,507 T méně, než vykazoval analyzovaný stroj. Dosazením do rovnice (P20) zjistíme novou hodnotu indukovaného napětí při stejných (jmenovitých) otáčkách ($n_n = 1500 \text{ min}^{-1}$), resp. frekvenci indukovaného napětí ($f_N = 50 \text{ Hz}$), při které byl analyzován a tedy

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot N_s \cdot k_{v1} \cdot \frac{B_\delta \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot 230 \cdot 0,9597 \cdot \frac{0,468 \cdot 0,1 \cdot 0,09}{2 \cdot 1} = 103,27 \text{ V} \quad (\text{P82})$$

což znamená pokles hodnoty fázového napětí o 112,33 V oproti hodnotě analyzovaného stroje, nicméně pro účel správného srovnání bude opět dosaženo stejné hodnoty indukovaného napětí. Zvýšením otáček generátoru dosáhneme vyššího kmitočtu a tedy pro $f_N = 104,04 \text{ Hz}$ bude indukované fázové napětí rovno $U_{if} = 215,62 \text{ V}$. Následně pak mechanické otáčky generátoru budou

$$f_n = \frac{n \cdot p}{60} \Rightarrow n = \frac{60 \cdot f_n}{p} = \frac{60 \cdot 104,04}{2} = 3121,2 \text{ min}^{-1} \quad (\text{P83})$$

Pro ztráty v různých částech magnetického obvodu stroje platí vztah (P36), přičemž ztráty dodatečné jsou již v tomto vztahu zakomponované. Po dosazení obdržíme

$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe} + \Delta P_d &= \Delta P_{Fe,z} + \Delta P_{Fe,j} = k_{Fe,z} \cdot p_{10} \cdot \left(\frac{B_{\max,z}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,z} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,z} + k_{Fe,j} \cdot p_{10} \cdot \\ &\left(\frac{B_{\max,j}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,j} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,j} \cdot k_{ad,j} = 2 \cdot 3,05 \cdot \left(\frac{1,133}{1} \right)^2 \cdot 1,63 \cdot \left(\frac{104,4}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,049 + 1,7 \cdot 3,05 \cdot \\ &\left(\frac{0,995}{1} \right)^2 \cdot 6,11 \cdot \left(\frac{104,4}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,024 \cdot 1,7 = 177,04 \text{ W} \end{aligned} \quad (\text{P84})$$

kde pro zuby platí

$$\begin{aligned} k_{5,7,11,13,z} &= 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{\max,n,tan,h}^2 + B_{\max,n,nor,h}^2}{B_{\max,n,tan,1}^2 + B_{\max,n,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{B_{\max,z,tan,5}^2 + B_{\max,z,nor,5}^2 + B_{\max,z,tan,7}^2 + B_{\max,z,nor,7}^2 + B_{\max,z,tan,11}^2 + B_{\max,z,nor,11}^2 + B_{\max,z,tan,13}^2 + B_{\max,z,nor,13}^2}{B_{\max,z,tan,1}^2 + B_{\max,z,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{0,001^2 + 0,112^2 + 0^2 + 0,065^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0,053^2}{0,007^2 + 1,133^2} \right) = 1 + 0,049 = 1,049 \end{aligned} \quad (\text{P85})$$

a pro jho

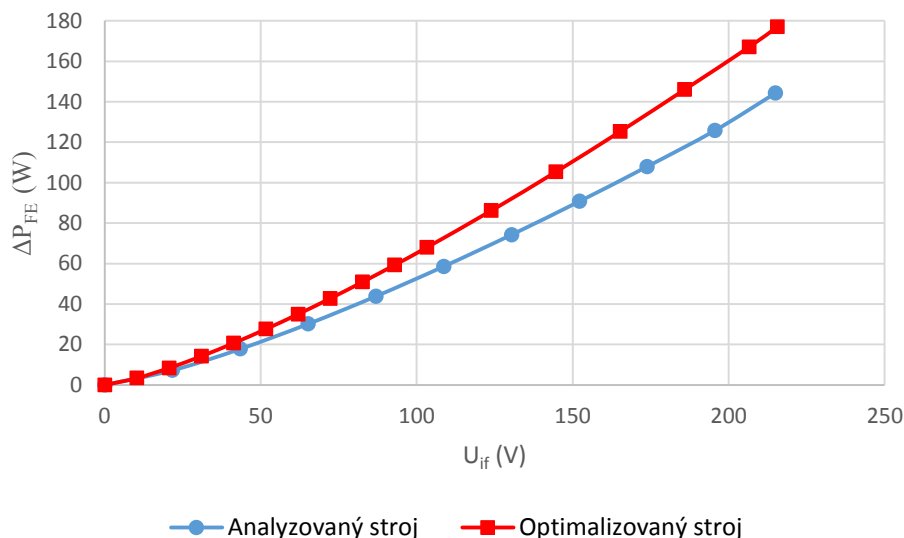
$$k_{5,7,11,13,j} = 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{\max,n,tan,h}^2 + B_{\max,n,nor,h}^2}{B_{\max,n,tan,1}^2 + B_{\max,n,nor,1}^2} \right) = 1 +$$

$$\left(\frac{B_{\max,j,tan,5}^2 + B_{\max,j,nor,5}^2 + B_{\max,j,tan,7}^2 + B_{\max,j,nor,7}^2 + B_{\max,j,tan,11}^2 + B_{\max,j,nor,11}^2 + B_{\max,j,tan,13}^2 + B_{\max,j,nor,13}^2}{B_{\max,j,tan,1}^2 + B_{\max,j,nor,1}^2} \right) = 1 +$$

$$\left(\frac{0,141^2 + 0,012^2 + 0,060^2 + 0,007^2 + 0^2 + 0^2 + 0,049^2 + 0,006^2}{0,119^2 + 1,042^2} \right) = 1 + 0,024 = 1,024 \quad (P86)$$

Jako poslední zbývá určit mechanické ztráty. Po dosažení obdržíme

$$\Delta P_{mech} = 3 \cdot \frac{k_b \cdot m_r \cdot n_n}{100 \cdot \pi} = 3 \cdot \frac{1,7,3 \cdot 3121,2}{100 \cdot \pi} = 217,58 \text{ W} \quad (P87)$$

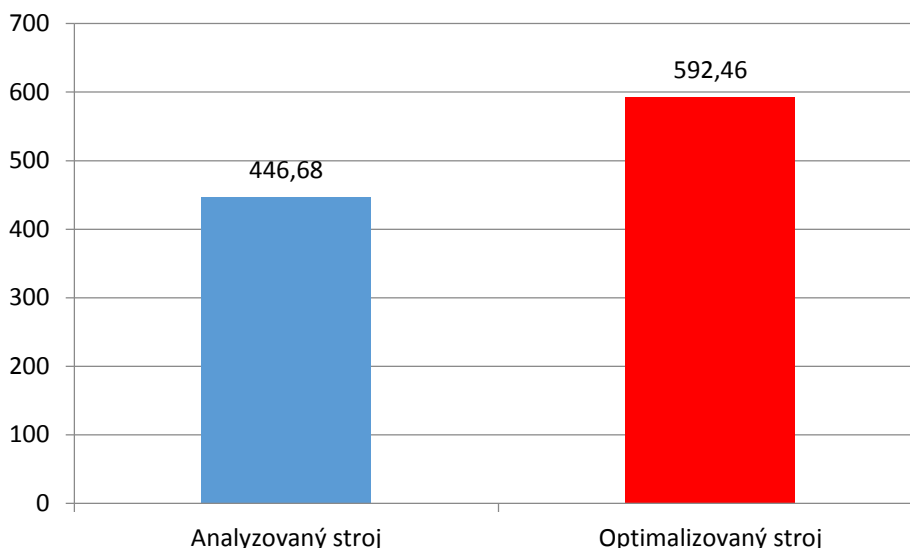


Obr. P35 – Srovnání závislosti ztrát v železe na indukovaném napětí (analytický výpočet) [74]

Celkové ztráty pak získáme prostým sečtením dílčích ztrát, přičemž ztráty aditivní ΔP_d jsou již zakomponované v ztrátách v železe ΔP_{Fe}

$$\Delta P_c = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d = 197,84 + 177,04 + 217,58 = 592,46 \text{ W} \quad (P88)$$

Hodnota ztrát získaná analytickými výpočty $\Delta P_c = 592,46 \text{ W}$ je oproti hodnotě ztrát analyzovaného stroje v důsledku nakonec vyšší o 125,78 W, což potvrzuje z praktického hlediska bezvýznamnost řešit problematiku prezentovanou v této práci postupem dle I. etapy výzkumů. Celkové srovnání ztrát původního a optimalizovaného stroje ukazuje následující graf.



Obr. P36 – Srovnání celkových ztrát – analytický výpočet (jmenovité zatížení) [74]

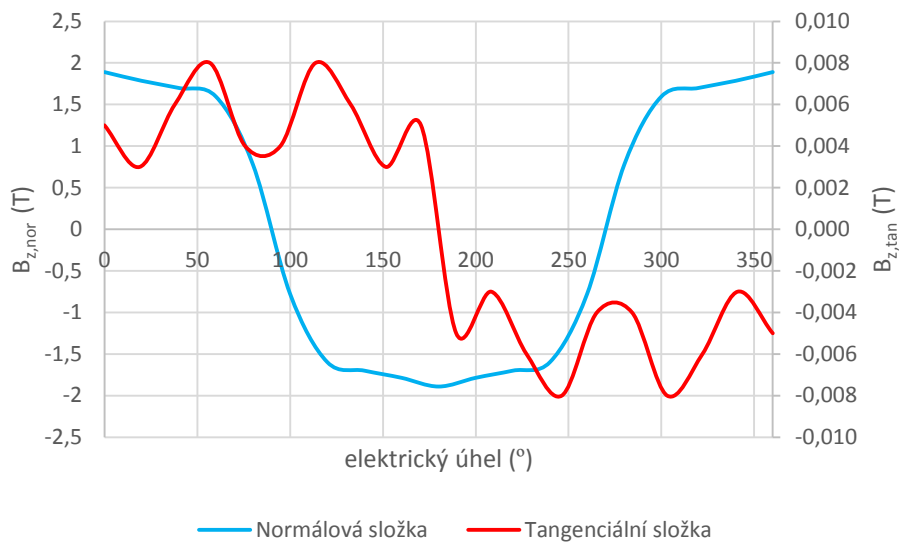
S ohledem na výslednou hodnotu analyticky získaných ztrát můžeme následně vypočítat novou předpokládanou účinnost a tedy

$$\eta = \frac{P_1}{P} = \frac{P_1}{P_1 + \Delta P_c} = \frac{3000}{3000 + 592,46} = \frac{3000}{3592,46} = 0,8351 \quad (\text{P89})$$

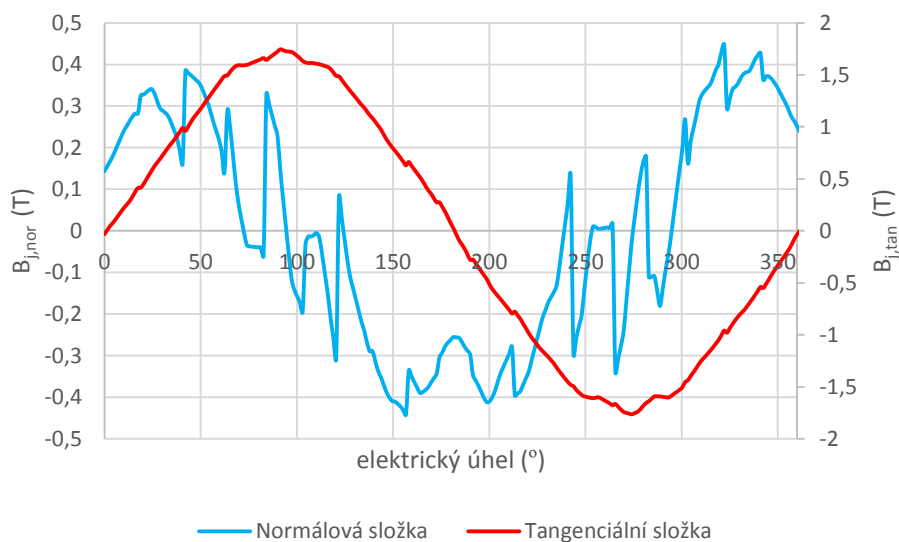
a po násobení konstantou obdržíme účinnost v procentech, tedy

$$\eta_{\%} = \eta \cdot 100 = 0,8351 \cdot 100 = 83,51 \% \quad (\text{P90})$$

V rámci II. etapy dílčího výzkumu (kap. 3.2.2.2) bylo opětovně využito metody umělé inteligence. Nutno podotknout, že v případě podmínky dvou paralelních magnetů na jeden pól nebylo možno dosáhnout úplné eliminace všech 4 vybraných lichých harmonických, avšak v případě změny podmínek a tedy omezení na 4 magnety na jeden pól již bylo optima dosaženo. Tyto výsledky naopak mohou být zpětnou vazbou k matematickému modelu popsáním Fourierovou transformací, že je realizovaný správně. Níže uvedené průběhy jsou podkladem pro další analytický výpočet ztrát.



Obr. P37 – Průběh složek magnetické indukce v zubech statoru (jmenovité zatížení) [74]



Obr. P38 – Průběh složek magnetické indukce ve jhu statoru (jmenovité zatížení) [74]

Tab. P46 – Harmonická analýza průběhů podle obr. P37 a obr. P38

Harmonické složky		1	5	7	11	13
Statorové zuby	$B_{\max,z,tan}$	0,008	0	0	0	0
	$B_{\max,z,nor}$	1,890	0	0	0	0
Statorové jho	$B_{\max,j,tan}$	1,476	0	0	0	0
	$B_{\max,j,nor}$	0,207	0	0	0	0

S ohledem na výše uvedené skutečnosti indukované napětí jedné fáze bude

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot N_s \cdot k_{v1} \cdot \frac{B_{\delta} \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot 230 \cdot 0,9597 \cdot \frac{1,072 \cdot 0,1 \cdot 0,09}{2 \cdot 1} = 236,54 \text{ V} \quad (\text{P91})$$

což je hodnota vyšší o 20,94 V oproti hodnotě analyzovaného stroje. V dalším kroku proto snížíme mechanické otáčky tak, abychom dosáhli hodnoty indukovaného napětí analyzovaného stroje. Mechanické otáčky generátoru budou

$$f_n = \frac{n \cdot p}{60} \Rightarrow n = \frac{60 \cdot f_n}{p} = \frac{60 \cdot 45,57}{2} = 1367,1 \text{ min}^{-1} \quad (\text{P92})$$

přičemž hodnota frekvence $f_N = 45,57 \text{ Hz}$ odpovídá hodnotě indukovaného napětí $U_{if} = 215,58 \text{ V}$, což je i v tomto případě dobrá shoda s hodnotou indukovaného napětí analyzovaného stroje. Následně již můžeme navázat na ztráty včetně ztrát dodatečných a tedy

$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe} + \Delta P_d &= \Delta P_{Fe,z} + \Delta P_{Fe,j} = k_{Fe,z} \cdot p_{10} \cdot \left(\frac{B_{max,z}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,z} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,z} + k_{Fe,j} \cdot p_{10} \cdot \\ &\left(\frac{B_{max,j}}{1T} \right)^2 \cdot m_{Fe,j} \cdot \left(\frac{f_n}{50} \right)^{1,3} \cdot k_{h,j} \cdot k_{ad,j} = 2 \cdot 3,05 \cdot \left(\frac{1,890}{1} \right)^2 \cdot 1,63 \cdot \left(\frac{46,26}{50} \right)^{1,3} \cdot 1 + 1,7 \cdot 3,05 \cdot \\ &\left(\frac{1,490}{1} \right)^2 \cdot 6,11 \cdot \left(\frac{46,26}{50} \right)^{1,3} \cdot 1 \cdot 1,7 = 147,40 \text{ W} \end{aligned} \quad (\text{P93})$$

kde pro zuby platí

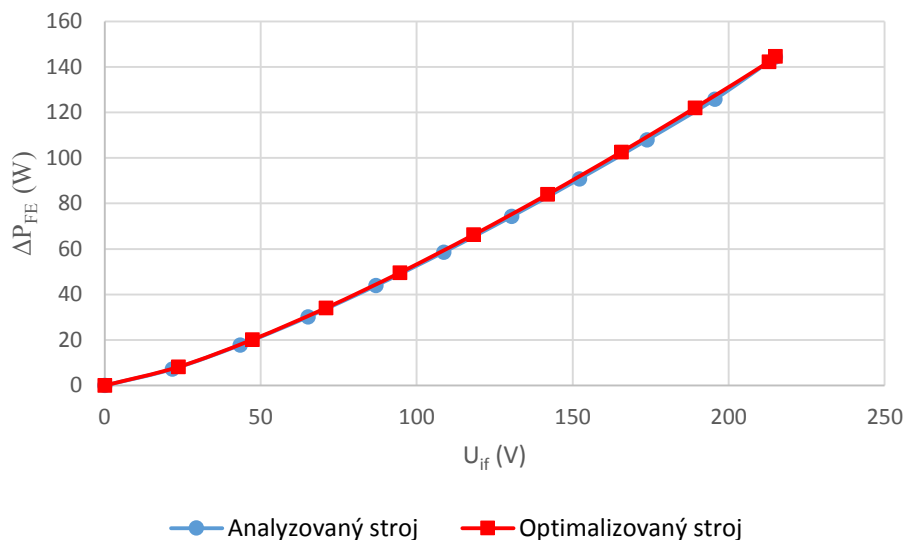
$$\begin{aligned} k_{5,7,11,13,z} &= 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{max,n,tan,h}^2 + B_{max,n,nor,h}^2}{B_{max,n,tan,1}^2 + B_{max,n,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{B_{max,z,tan,5}^2 + B_{max,z,nor,5}^2 + B_{max,z,tan,7}^2 + B_{max,z,nor,7}^2 + B_{max,z,tan,11}^2 + B_{max,z,nor,11}^2 + B_{max,z,tan,13}^2 + B_{max,z,nor,13}^2}{B_{max,z,tan,1}^2 + B_{max,z,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2}{0,008^2 + 1,890^2} \right) = 1 + 0 = 1 \end{aligned} \quad (\text{P94})$$

a pro jho

$$\begin{aligned} k_{5,7,11,13,j} &= 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{max,n,tan,h}^2 + B_{max,n,nor,h}^2}{B_{max,n,tan,1}^2 + B_{max,n,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{B_{max,j,tan,5}^2 + B_{max,j,nor,5}^2 + B_{max,j,tan,7}^2 + B_{max,j,nor,7}^2 + B_{max,j,tan,11}^2 + B_{max,j,nor,11}^2 + B_{max,j,tan,13}^2 + B_{max,j,nor,13}^2}{B_{max,j,tan,1}^2 + B_{max,j,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2}{0,207^2 + 1,526^2} \right) = 1 + 0 = 1 \end{aligned} \quad (\text{P95})$$

Následně pak již zbývá určit mechanické ztráty. Zde obdržíme

$$\Delta P_{mech} = 3 \cdot \frac{k_b \cdot m_r \cdot n_n}{100 \cdot \pi} = 3 \cdot \frac{1,7 \cdot 3 \cdot 1367,1}{100 \cdot \pi} = 95,30 \text{ W} \quad (\text{P96})$$

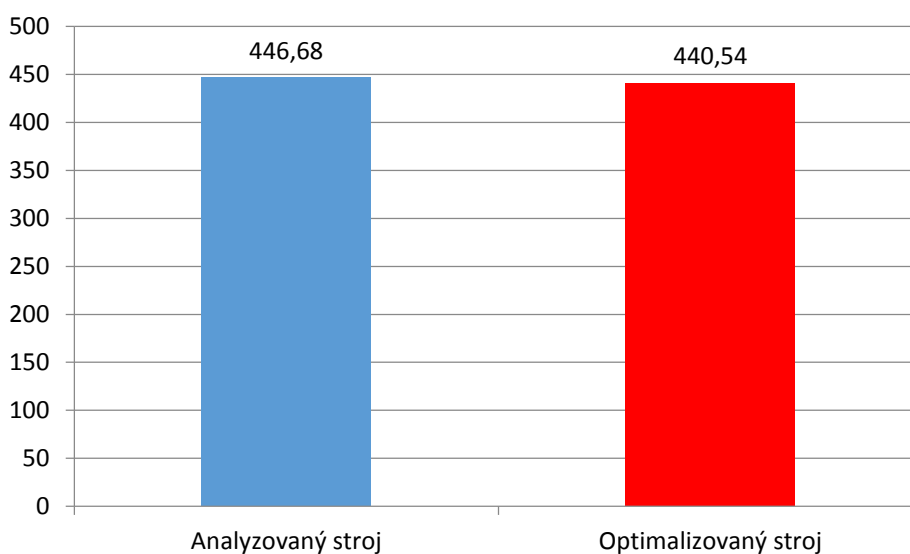


Obr. P39 – Srovnání závislosti ztrát v železe na indukovaném napětí (analytický výpočet) [74]

Celkové ztráty pak získáme sečtením dílčích ztrát, přičemž ztráty aditivní ΔP_d jsou již zakomponované v ztrátách v železe ΔP_{Fe} a tedy

$$\Delta P_c = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d = 197,84 + 147,40 + 95,30 = 440,54 \text{ W} \quad (\text{P97})$$

Hodnota ztrát získaná analytickými výpočty $\Delta P_c = 440,54 \text{ W}$ je v tomto případě nižší, a to přibližně o $6,16 \text{ W}$, ve srovnání s hodnotou ztrát získanou v případě analyzovaného stroje. Pokles ztrát oproti analyzovanému stroji je nyní zapříčiněn pouze snížením otáček hřídele generátoru, resp. snížením mechanického příkonu. Jak můžeme na obr. P39 vidět, ztráty v železe jsou v tomto případě prakticky shodné s analyzovaným strojem. V důsledku tak výstupy tohoto dílčího výzkumu nejsou nejpřínosnější.



Obr. P40 – Srovnání celkových ztrát – analytický výpočet (jmenovité zatížení) [74]

S ohledem na výslednou hodnotu analyticky získaných ztrát pak můžeme následně vypočítat novou předpokládanou účinnost a tedy

$$\eta = \frac{P_1}{P} = \frac{P_1}{P_1 + \Delta P_c} = \frac{3000}{3000 + 440,54} = \frac{3000}{3440,54} = 0,8720 \quad (\text{P98})$$

a po násobení konstantou obdržíme účinnost v procentech, tedy

$$\eta_{\%} = \eta \cdot 100 = 0,8720 \cdot 100 = 87,20 \% \quad (\text{P99})$$

PŘÍLOHA P24 – NÁVRH A REALIZACE OPTIMALIZOVANÉHO STROJE

Tato část práce se zabývá návrhem a následně i průběhem realizace prototypu (na základě analytických výpočtů – výstup výzkumu „Eliminace 5. a 7. liché harmonické – II. etapa výzkumu“), avšak nebudou zde provedeny veškeré analytické výpočty, které je nutno obvykle realizovat v případě návrhu, resp. projektování nového stroje, avšak pouze ty nejpodstatnější. Důvodem je skutečnost, že výzkum realizovaný v této práci byl zaměřen na optimalizaci pouze rotorové části. Satorová část tedy zůstala beze změny. Totéž platí i z praktického hlediska. Rotor analyzovaného stroje byl demontován a zrušen a pro stejný sator bude navržen a realizován nový rotor na základě výstupu výzkumu prezentovaného v této práci. Z toho i plyne fakt, že původní sator, který je již zrealizován, bude použit i nadále beze změny.

ELEKTROMAGNETICKÝ NÁVRH

Požadovaný výkon na hřídeli generátoru (tedy mechanický příkon) vychází z měření zatěžovacích charakteristik (příloha P10), neboť zde byly teprve poznány reálné vybrané provozní vlastnosti analyzovaného stroje (obr. 9) pracujícího v generátorickém režimu. Obecně vzato, výkon na hřídeli generátoru vychází v případě práce stroje v malé vodní elektrárně vždy z výkonu vodního toku, účinnosti turbíny a účinnosti vodního přiváděče, a v případě aplikace v malé větrné elektrárně pak z hustoty vzduchu, rychlosti proudění vzduchu, účinnosti turbíny a plochy rotoru větrného motoru. V našem případě v současné chvíli však není přesně známo, v jakém spojení (resp. jaký typ větrného motoru) bude generátor pracovat. Proto obecně vyjdeme z údajů získaných měřením zatěžovacích charakteristik. Požadovaný mechanický příkon na hřídeli generátoru bude

$$P = 3514 \text{ W}, \text{ takže můžeme přibližně uvažovat } 3,5 \text{ kW} \quad (\text{P100})$$

v návaznosti pak moment na hřídeli bude

$$P = M \cdot \omega \Rightarrow M = \frac{P}{\omega} = \frac{P}{\frac{2 \cdot \pi \cdot n_n}{60}} = \frac{3500}{\frac{2 \cdot \pi \cdot 1388}{60}} = 24,08 \text{ N} \cdot \text{m} \quad (\text{P101})$$

kde $\omega = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_n}{60}$ je úhlová rychlost v $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$, n_n je jmenovitá rychlost otáčení, P je mechanický příkon generátoru a M je moment na hřídeli generátoru.

Jmenovitá frekvence indukovaného napětí bude

$$f_n = \frac{p \cdot n_n}{60} = \frac{2 \cdot 1388}{60} = 46,26 \text{ Hz} \quad (\text{P102})$$

kde p je počet pól-párů, n_n je optimalizovaná jmenovitá rychlost otáčení a f_n je optimalizovaná jmenovitá frekvence, při které se indukuje jmenovitá hodnota napětí.

Pro počet pól-párů platí

$$p = \frac{60 \cdot f_n}{n_n} = \frac{60 \cdot 46,26}{1388} = 2 \quad (\text{P103})$$

kde f_n je optimalizovaná jmenovitá frekvence, při které se indukuje jmenovitá hodnota napětí, n_n je optimalizovaná jmenovitá rychlost otáčení a p je počet pól-párů.

a z toho tedy počet pólů

$$2 \cdot p = 4 \quad (\text{P104})$$

Další požadované parametry a vlastnosti jsou zřejmé z vlastností analyzovaného stroje (obr. 9) a pro lepší přehled je ukazuje následující tabulka.

Tab. P47 – Další parametry pro návrh generátoru

$\cos \varphi_P$	1	Předpokládaný účinník
η	89,68%	Předpokládaná účinnost
	Jednovrstvé	Vinutí
	Y	Spojení vinutí statoru
q	3	Počet drážek na pól a fázi
m	3	Počet fází
a	1	Počet paralelních větví
B_r	1,22 T	Remanentní magnetická indukce PM
H_c	925 kA·m ⁻¹	Koercitivní síla PM
	155 ⁰ (F)	Třída izolace
H	100 mm	Osový výška
	IP54	
	IC 411	Chlazení vlastní povrchové s ventilátorem
	S1	Zatížení
	IM B3 (IM 1001)	Tvar
	max. 1000 m. n. m.	Nadmořská výška
	-15 ⁰ C až + 40 ⁰ C	Teplota prostředí
	max. 90 %	Relativní vlhkost prostředí
	6205	Ložiska na obou stranách

S ohledem na předpokládanou účinnost lze předběžně stanovit elektrický výkon na svorkách generátoru

$$\eta = \frac{P_1}{P} \Rightarrow P_1 = \eta \cdot P = 0,8741 \cdot 3500 = 3059,35 \text{ W} \quad (\text{P105})$$

V dalším kroku návrhu určíme hlavní rozměry stroje. Zde vyjdeme z tangenciálního napětí [8], [9], jež vytváří moment působící na povrchu rotoru. Hodnota je vázaná účínkem a bude zvolena dle [8], [9] – str. 284 – tab. 6.3 (volba v blízkosti střední hodnoty, resp. pod střední hodnotou). Po úpravě bude

$$\sigma_{F_{tan}} = 30554 \cdot \cos \varphi_P = 30554 \cdot 1 = 30554 \text{ Pa} \quad (\text{P106})$$

kde $\sigma_{F_{tan}}$ je tangenciální napětí a $\cos \varphi_P$ je předpokládaný účínek.

Následně můžeme přejít k vlastnímu návrhu. Pro objem rotoru platí vztah

$$V_r = \frac{M}{2 \cdot \sigma_{F_{tan}}} = \frac{24,08}{2 \cdot 30554} = 0,0003956 = 3,956 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \quad (\text{P107})$$

kde $\sigma_{F_{tan}}$ je tangenciální napětí, M je moment na hřídeli generátoru a V_r je objem rotoru.

Pro poměr χ platí

$$\chi = \frac{\pi \cdot \sqrt{p}}{4 \cdot p} = \frac{\pi \cdot \sqrt{2}}{4 \cdot 2} = 0,555 \quad (\text{P108})$$

kde χ je poměr mezi ekvivalentní délkou jádra a průměrem vzduchové mezery a p je počet pól-párů.

Nyní můžeme spočítat vnější průměr rotoru

$$D_2 = \sqrt[3]{\frac{4 \cdot V_r}{\pi \cdot \chi}} = \sqrt[3]{\frac{4 \cdot 3,956 \cdot 10^{-4}}{\pi \cdot 0,555}} = 0,0968 \text{ m} \quad (\text{P109})$$

kde χ je poměr mezi ekvivalentní délkou jádra a průměrem vzduchové mezery, V_r je objem rotoru a D_2 je vnější průměr rotoru.

S ohledem na přílohu P1 (tab. P1) již víme, že větší vzduchová mezera v synchronním stroji s permanentními magnety zajišťuje mnohem spolehlivější provoz než v motoru asynchronním, a rovněž i zvětšení vzduchové mezery přispívá k minimalizaci vlivu reakce kotvy, snížení synchronní reaktance a zlepšení stability. Vzhledem k těmto skutečnostem mimo jiné i literatura [8], [9] doporučuje volit vzduchovou mezeru větší, než 1 mm. V tomto případě bude zvolená vzduchová mezera

$$\delta = 1,6 \text{ mm} \quad (\text{P110})$$

Vnitřní průměr statoru pak dopočítáme snadno dle vztahu

$$D_1 = D_2 + 2 \cdot \delta = 0,0968 + 2 \cdot 1,6 = 0,1 \text{ m} \quad (\text{P111})$$

kde D_1 je vnitřní průměr statoru, D_2 je vnější průměr rotoru a δ šířka vzduchové mezery.

Protože je délka svazku $l_{FE} = 0,09 \text{ m}$. Kubatura motoru pak bude

$$V_{I-SMPM} = D_e^2 \cdot l_{FE} = 0,156^2 \cdot 0,09^2 = 1,97 \text{ dm}^3 \quad (\text{P112})$$

kde V_{I-SMPM} je kubatura motoru, D_e je vnější průměr statoru a l_{FE} je délka svazku.

Počet drážek statoru bude

$$Q_s = 2 \cdot p \cdot q \cdot m = 2 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 3 = 36 \text{ drážek} \quad (\text{P113})$$

kde p je počet pól-párů, q je počet drážek na pól a fázi, m je počet fází a Q_s celkový počet statorových drážek.

Počet drážek na pól

$$Q_p = \frac{Q_s}{2 \cdot p} = \frac{36}{2 \cdot 2} = 9 \text{ drážek} \quad (\text{P114})$$

kde p je počet pól-párů, Q_s celkový počet statorových drážek a Q_p počet drážek na pól.

Následně drážková rozteč

$$t_{d1} = \frac{\pi \cdot D_1}{Q_s} = \frac{\pi \cdot 0,1}{36} = 8,7 \text{ mm} \quad (\text{P115})$$

kde D_1 je vnitřní průměr statoru, Q_s je celkový počet statorových drážek a t_{d1} drážková rozteč.

a pólová rozteč

$$t_p = \frac{\pi \cdot D_1}{2 \cdot p} = \frac{\pi \cdot 0,1}{2 \cdot 2} = 78,54 \text{ mm} \quad (\text{P116})$$

kde D_1 je vnitřní průměr statoru, p je počet pól-párů a t_p pólová rozteč.

Činitel vinutí k_{v1} ovlivní hodnotu indukovaného napětí. Činitel vinutí je dán součinem činitele rozlohy k_r a činitele kroku k_k . Pro činitele rozlohy, počítaného pro základní harmonickou $h = 1$, platí

$$k_r = \frac{\sin\left(h \cdot \frac{\pi}{2 \cdot m}\right)}{q \cdot \sin\left(h \cdot \frac{\pi}{2 \cdot m \cdot q}\right)} = \frac{\sin\left(1 \cdot \frac{180^\circ}{2 \cdot 3}\right)}{3 \cdot \sin\left(1 \cdot \frac{180^\circ}{2 \cdot 3 \cdot 3}\right)} = \frac{\sin(30^\circ)}{3 \cdot \sin(10^\circ)} = \frac{0,5}{0,5209} = 0,9597 \quad (\text{P117})$$

kde q je počet drážek na pól a fázi, h je řád liché harmonické, pro který je činitel počítán, m je počet fází a k_r je činitel rozlohy.

Protože však optimalizovaný stroj disponuje jednovrstvým vinutím s plným krokem, tedy $y_{1d} = Q_p$, bude činitel vinutí roven činiteli rozlohy [79], a tedy

$$k_{v1} = k_r = 0,9597 \quad (\text{P118})$$

Magnetickou indukci ve vzduchové mezeře můžeme vypočítat podle vztahu

$$B_\delta = \frac{B_r}{k_\delta} = \frac{1,22}{1,16} = 1,05 \text{ T} \quad (\text{P119})$$

kde B_r je remanentní magnetická indukce, k_δ činitel zeslabení indukce ve vzduchové mezeře a náleží intervalu $\langle 1,1; 1,2 \rangle$ a B_δ předpokládaná magnetická indukce ve vzduchové mezeře.

Magnetický tok ϕ_h příslušné harmonické složky h můžeme vyjádřit jako

$$\phi_h = \frac{2}{\pi} \cdot B_\delta \cdot \frac{t_p}{h} \cdot l_{FE} \quad (\text{P120})$$

kde B_δ je hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře, t_p je pólová rozteč, l_{FE} je délka svazku a h je řád harmonické.

Aplikujeme-li vztah pro pólovou rozteč $t_p = \frac{\pi \cdot D_1}{2 \cdot p}$, obdržíme upravený vztah (P18)

$$\begin{aligned} \phi_h &= \frac{2}{\pi} \cdot B_\delta \cdot \frac{t_p}{h} \cdot l_i = \frac{2}{\pi} \cdot B_\delta \cdot \frac{\frac{\pi \cdot D_1}{2 \cdot p}}{h} \cdot l_i = \frac{B_\delta \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} = \frac{1,05 \cdot 0,1 \cdot 0,09}{2 \cdot 1} = \\ &= 0,0047 \text{ Wb} = 4,7 \cdot 10^{-3} \text{ Wb} \end{aligned} \quad (\text{P121})$$

a následně počet závitů v jedné fázi v sérii

$$N_s = \frac{U_{if} \cdot p \cdot h}{B_\delta \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot k_{v1} \cdot l_{FE} \cdot D_1} = \frac{215,58 \cdot 2 \cdot 1}{1,05 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 46,27 \cdot 0,9597 \cdot 0,09 \cdot 0,1} \cong 230 \text{ závitů} \quad (\text{P122})$$

Počet cívek ve fázi bude

$$N_{cf} = \frac{N_c}{m} = p \cdot q = 2 \cdot 3 = 6 \text{ cívek}$$

kde N_c je celkový počet cívek ve stroji, p je počet pól-párů, q je počet drážek na pól a fázi, m je počet fází a N_{cf} je počet cívek ve fázi.

A počet závitů v jedné cívce pak bude

$$N_{c1} = \frac{N_s}{N_{cf}} = \frac{230}{6} \cong 38 \text{ závitů} \quad (\text{P123})$$

kde N_{cf} je počet cívek ve fázi, N_s počet závitů v jedné fázi v sérii a N_{c1} počet závitů v jedné cívce.

Počet cívek ve stroji u jednovrstvého vinutí bude

$$N_c = \frac{Q_s}{2} = \frac{36}{2} = 18 \text{ cívek} \quad (\text{P124})$$

a cívkový krok

$$y_1 = \frac{Q_s}{2 \cdot p} = \frac{36}{2 \cdot 2} = 9 \text{ drážek ()}$$

kde p je počet pól-párů, Q_s celkový počet statorových drážek a y_1 je cívkový krok vyjádřený v počtu drážek.

Následně můžeme vypočítat statorový proud

$$I_n = \frac{P_1}{\sqrt{3} \cdot U_s \cdot \cos \varphi_p} = \frac{3151,36}{\sqrt{3} \cdot 373,43 \cdot 1} = 4,87 \text{ A} \quad (\text{P125})$$

Předběžná proudová hustota je volena z intervalu přibližně $\sigma'_1 = 8,3 - 9 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$. Pro tento případ je $\sigma'_1 = 8,5 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$. Předběžný průřez vodiče pak bude

$$S'_1 = \frac{I}{\sigma'_1} = \frac{4,87}{8,5} = 0,57 \text{ mm}^2 \quad (\text{P126})$$

Následně předběžný průměr vodiče

$$d'_1 = \sqrt{\frac{4 \cdot S'_1}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,57}{\pi}} = 0,85 \text{ mm} \quad (\text{P127})$$

kde S'_1 je předběžný průřez vodiče.

Zvolen bude vodič měděný lakovaný kruhového profilu LCIA-2 $\emptyset 0,85/0,937$. Skutečný průřez vodiče pak bude

$$S_1 = \frac{\pi \cdot d_1^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,85^2}{4} = 0,57 \text{ mm}^2 \quad (\text{P128})$$

kde d_1 skutečný průměr vodiče a S_1 skutečný průřez vodiče.

Skutečná proudová hustota pak bude

$$\sigma_1 = \frac{I_n}{S_1} = \frac{4,87}{0,57} = 8,5 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \quad (\text{P129})$$

kde I_n je jmenovitá hodnota proudu statorového vinutí a S_1 skutečný průřez vodiče.

a následně skutečný průměr vodiče

$$d_1 = \sqrt{\frac{4 \cdot S_1}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,57}{\pi}} = 0,85 \text{ mm} \quad (\text{P130})$$

kde S_1 skutečný průřez vodiče a d_1 skutečný průměr vodiče.

Výše uvedené skutečné hodnoty se nakonec nezměnily, neboť předběžný průměr vodiče odpovídá přímo vyráběnému průměru. Šířka zubu bude

$$b_{z1} = \frac{B_\delta \cdot t_{d1}}{B_{z1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,978 \cdot 8,7}{1,714 \cdot 0,93} = 4,6 \text{ mm} \quad (\text{P131})$$

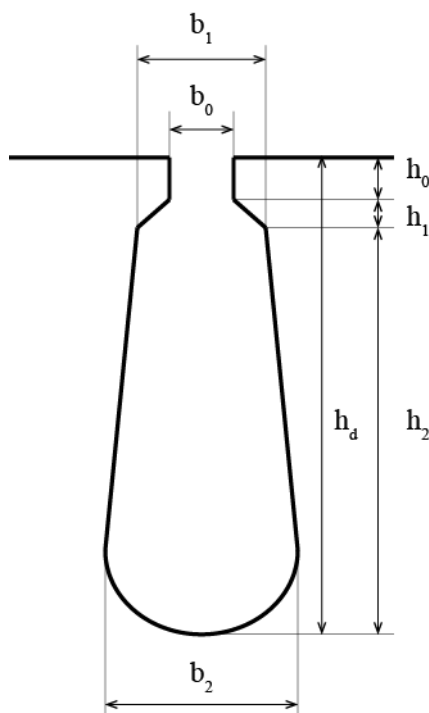
kde B_δ je magnetická indukce ve vzduchové mezeře, t_{d1} drážková rozteč, B_{z1} magnetická indukce v zubu, k_{Fe} činitel plnění železa a b_{z1} je šířka zubu.

Předběžná šířka drážky bude

$$b'_1 = t_{d1} - b_{z1} = 8,7 - 4,6 = 4,1 \text{ mm} \quad (\text{P132})$$

kde b_{z1} je šířka zubu, t_{d1} drážková rozteč a b'_1 předběžná šířka drážky.

Zvolené rozměry drážky dle literatury [72] jsou: $b_1 = 4 \text{ mm}$, $b_0 = 2,2 \text{ mm}$, $h_0 = 0,5 \text{ mm}$, $h_1 = 0,9 \text{ mm}$.



Obr. P41 – Drážka optimalizovaného stroje (doplnit H_d)

Plocha drátu v drážce pak bude

$$S_{dd} = 2 \cdot N_{c1} \cdot d_1^2 = 2 \cdot 38 \cdot 0,85^2 = 54,92 \text{ mm}^2 \quad (\text{P133})$$

kde N_{c1} je počet závitů v jedné cívice, d_1 je průměr vodiče cívek a S_{dd} je plocha drátu v drážce.

a předběžná plocha drážky

$$S'_d = \frac{S_{dd}}{k'_{cu}} = \frac{54,92}{0,8} = 69,27 \text{ mm}^2 \quad (\text{P134})$$

kde S_{dd} je plocha drátu v drážce, k'_{cu} je předběžně zvolený činitel plnění drážky a S'_d je předběžná plocha drážky.

Předběžná výška drážky se pak vypočte podle vztahu

$$h'_2 = \frac{S'_d}{b_1} = \frac{69,27}{4} = 17,31 \text{ mm} \quad (\text{P135})$$

kde S'_d je předběžná plocha drážky, b_1 je zvolena šířka hrdla drážky – viz obr. P41 a h'_2 je předběžná výška drážky. Následně výška drážky h_2 bude zvolena 17,3 mm.

V dalším kroku pak největší šířka drážky

$$b_2 = \frac{b_1 \cdot \cos\left(\frac{180}{Q_s}\right) + 2 \cdot h_2 \cdot \sin\left(\frac{180}{Q_s}\right)}{1 + \sin\left(\frac{180}{Q_s}\right)} = \frac{4 \cdot \cos\left(\frac{180}{36}\right) + 2 \cdot 17,31 \cdot \sin\left(\frac{180}{36}\right)}{1 + \sin\left(\frac{180}{36}\right)} = 6,44 \text{ mm} \quad (\text{P136})$$

kde b_1 je zvolena šířka hrdla drážky, Q_s je počet drážek statoru a h_2 je výška drážky. Následně je zvolena drážka S 4 x 17,3 / 36.

Skutečná hrubá plocha drážky pak bude

$$S_d = S_{d_v} + S_{d_u} = \frac{b_1 + b_2}{2} \cdot \left(h_2 - \frac{b_2}{2}\right) + \frac{\pi \cdot b_2^2}{8} = \frac{4 + 6,44}{2} \cdot \left(17,3 - \frac{6,44}{2}\right) + \frac{\pi \cdot 6,44^2}{8} = 89,78 \text{ mm}^2 \quad (\text{P137})$$

kde S_{d_v} je lichoběžníková plocha drážky a S_{d_u} je plocha půlkruhu drážky a S_d je skutečná hrubá plocha drážky.

Izolace bude zvolena pro třídu F: NE – F 200 / 125. Následně plocha izolace bude

$$S_{iz} = \left[2 \cdot \left(\sqrt{\left(\frac{b_2 - b_1}{2}\right)^2 + (h_2 - b_2)^2} + \sqrt{\left(\frac{b_1 - b_0}{2}\right)^2 + h_1^2} \right) + \frac{\pi \cdot b_2}{2} + b_2 + 10 \right] \cdot h_{iz} = \quad (\text{P138})$$

$$\left[2 \cdot \left(\sqrt{\left(\frac{6,44 - 4}{2}\right)^2 + (17,3 - 6,44)^2} + \sqrt{\left(\frac{4 - 2,2}{2}\right)^2 + 0,9^2} \right) + \frac{\pi \cdot 6,44}{2} + 6,44 + 10 \right] \cdot 0,2 = 15,32 \text{ mm}^2$$

kde b_0, b_1, b_2, h_1 a h_2 jsou jednotlivé rozměry drážky dle obr. P41, h_{iz} je tloušťka izolace drážky a S_{iz} je plocha izolace drážky.

Čistá plocha drážky pak bude

$$S_c = S_d - S_{iz} = 89,78 - 15,32 = 74,46 \text{ mm}^2 \quad (\text{P139})$$

S_d je skutečná hrubá plocha drážky, S_{iz} je plocha izolace drážky a S_c je čistá plocha drážky.

Skutečný činitel plnění pak je

$$k_{cu} = \frac{S_{dd}}{S_c} = \frac{54,92}{74,46} = 0,7376 = 73,76 \% \quad (\text{P140})$$

kde S_{dd} je plocha drátu v drážce, S_c je čistá plocha drážky a k_{cu} skutečná hodnota činitele plnění drážky.

S ohledem na známé rozměry drážky můžeme nyní vypočítat šířku jha. Tu získáme jako rozdíl „vnitřního průměru jha“ (rozměr kružnice opsané dnům – spodních ploch všech drážek) a vnějšího průměru statoru. Pro průměr kružnice opsané spodním plochám drážek platí

$$D_{1j} = D_1 + h_0 + h_1 + h_2 = 100 + 0,5 + 0,9 + 17,31 = 118,71 \text{ mm} \quad (\text{P141})$$

kde h_0, h_1 a h_2 jsou jednotlivé rozměry drážky dle obr. P41, D_1 je vnitřní průměr statoru a D_{1j} je průměr kružnice opsané spodním plochám drážek.

a šířka jha pak bude

$$D_j = D_e - D_{1j} = 0,156 - 0,118,71 = 0,037 \text{ m} \quad (\text{P142})$$

Kde D_e je vnější průměr statoru, D_{1j} je průměr kružnice opsané spodním plochám drážek a D_j je šířka jha.

Následně bude navrženo *Tingleyho schéma* vinutí. Vinutí je jednovrstvé s celistvým počtem drážek na pól a fázi. Tab. P48 ukazuje základní vlastnosti pro úspěšné sestrojení schématu. Další potřebné vlastnosti budou dopočítané.

Tab. P48 – Základní vlastnosti pro sestrojení *Tingleyho schématu*

	Jednovrstvé	Vinutí
q	3	Počet drážek na pól a fázi
p	2	Počet pól-párů
m	3	Počet fází
Q_s	36	Počet drážek statoru
N_c	18	Počet cívek ve stroji
Q_p	9	Počet drážek na pól
y_l	9	Cívkový krok vyjádřený v počtu drážek

Elektrický úhel dvou drážek pro základní harmonickou bude

$$\alpha_h = \frac{2 \cdot \pi \cdot p}{Q_s} \cdot h = \frac{2 \cdot \pi \cdot 2}{36} \cdot 1 = 20^\circ \quad (\text{P143})$$

kde p je počet pól-párů, Q_s celkový počet statorových drážek a α_h je elektrický úhel.

a pro rozlohu jedné fáze v počtu čtverců platí

$$q_0 = q \cdot c = 3 \cdot 1 = 3 \quad (\text{P144})$$

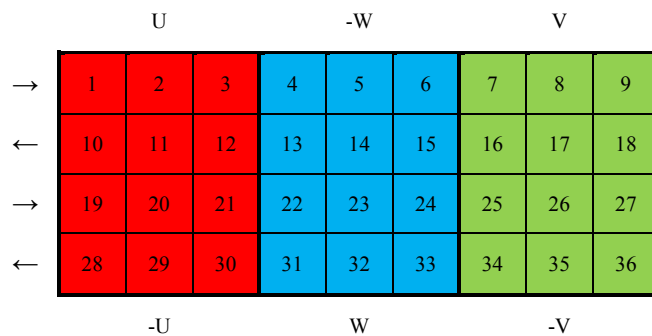
kde q je počet drážek na pól a fázi a c udává minimální počet pólů, pro které je vinutí proveditelné (obě čísla musejí být nesoudělná).

Šířka *Tingleyho schématu* v tomto případě pak bude rovna počtu drážek na pól, tedy

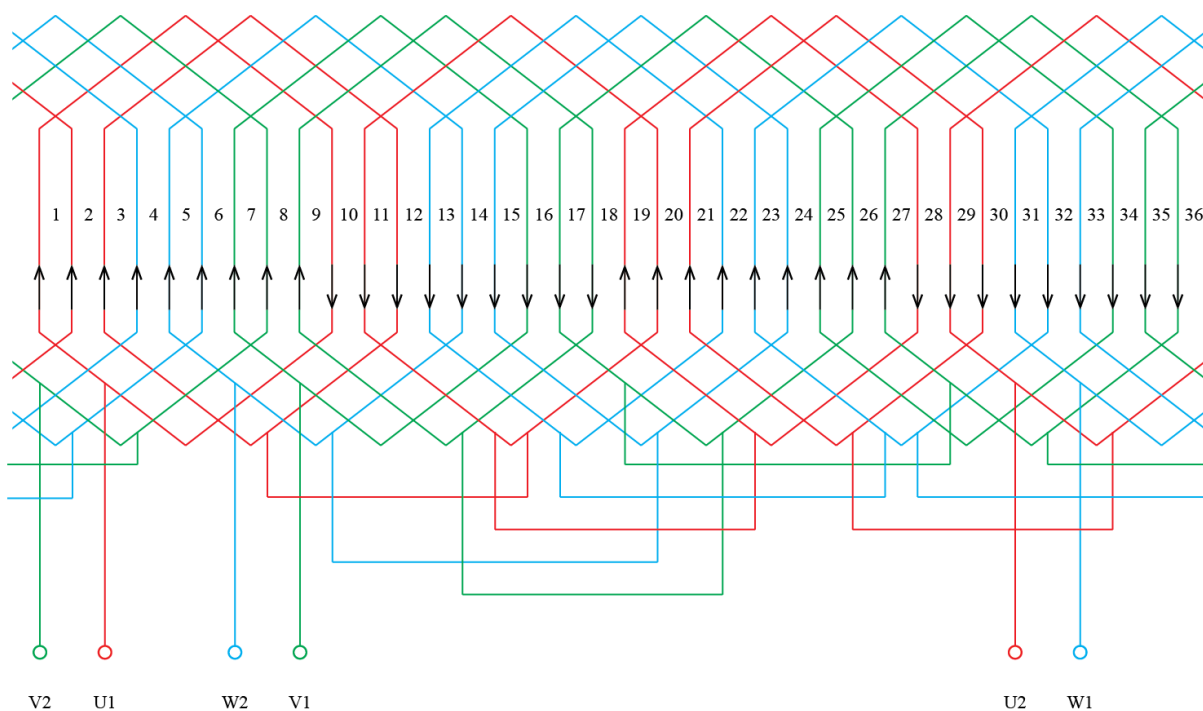
$$Q_p = \frac{Q_s}{2 \cdot p} = \frac{3 \cdot q_0}{c} = \frac{3 \cdot 3}{1} = 9 \text{ čtverců} \quad (\text{P145})$$

kde Q_s celkový počet statorových drážek, p je počet pól-párů, c udává minimální počet pólů, pro které je vinutí proveditelné a q_0 je rozloha jedné fáze v počtu čtverců.

Protože se jedná o 4pólový stroj, pak tabulka bude mít celkem 4 řádky. Uvedená čísla drážek budou mít krok čtverců rovno jedné. Šipky na levé straně naznačují směr navíjení, který podrobněji vysvětluje obr. P43.



Obr. P42 – Tingleyho schéma vinutí optimalizovaného stroje [74]



Obr. P43 – Trojfázové vinutí optimalizovaného stroje [55]

ZTRÁTY A ÚČINNOST

Pro výpočet celkových ztrát v synchronním stroji s permanentními magnety platí vztah

$$P = P_1 + \Delta P_c \quad (\text{P146})$$

který můžeme přepsat na

$$P = P_1 + \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d \quad (\text{P147})$$

kde P je příkon stroje, P_1 je výkon stroje, ΔP_{Cu} jsou ztráty ve vinutí, ΔP_{Fe} jsou ztráty v železe, ΔP_{mech} jsou mechanické ztráty a ΔP_d jsou aditivní (přídavné ztráty).

Ze vztahu (P25) lze vyvodit, že celkové ztráty ve stroji ΔP_c budou

$$\Delta P_c = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d \quad (P148)$$

Pro výpočet ztrát ve vinutí je potřeba nejdříve vypočítat satorový odpor jedné fáze. Při výpočtu byl zvolen postup podle literatury [8]. V první fázi je nutno vypočítat střední délku jednoho závitu podle vztahu $l_{av} = 2 \cdot l_i + 2,4 \cdot w_c + 0,1$, kde l_i je aktivní délka železa statoru a w_c je cívkový krok vyjádřený v délkové míře. Střední délka jednoho závitu bude

$$l_{av} = 2 \cdot l_i + 2,4 \cdot w_c + 0,1 = 2 \cdot 0,09 + 2,4 \cdot 0,052 + 0,1 = 0,4048 \text{ m} \quad (P149)$$

V návaznosti můžeme vypočítat celkovou délku jednoho vodiče $l_c = N \cdot l_{av}$, kde N_s je počet závitů v jedné fázi v sérii a tedy

$$l_c = N \cdot l_{av} = 230 \cdot 0,4048 = 93,104 \text{ m} \quad (P150)$$

a konečně satorový odpor vodiče jedné fáze se vypočte podle vztahu

$$R_{s20^\circ} = \frac{l_c}{\sigma_{cu} \cdot a \cdot S_v} = \frac{93,104}{57 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 5,6 \cdot 10^{-7}} = 2,92 \text{ } \Omega \quad (P151)$$

kde $\sigma_{cu} = 57 \cdot 10^6 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$ je měrná vodivost mědi při teplotě 20° C , $S_v = 5,6 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$ je průřez vodiče a $a = 1$ počet paralelních větví. Rovnice (P29) je však počítána pro teplotu 20° C , nicméně pracovní teplota vinutí je 75° C a proto je nutné odpor pro tuto teplotu přepočítat, neboť jak známo z teorie obvodů, odpor vodiče je na teplotě silně závislý. Odpor vodiče jedné fáze při teplotě 75° C pak bude

$$R_{s75^\circ} = \frac{235+75}{235+20} \cdot R_{s20^\circ} = \frac{235+75}{235+20} \cdot 2,92 = 3,55 \text{ } \Omega \quad (P152)$$

Protože však měření proběhlo při teplotě $t = 26^\circ \text{ C}$, bude snahou i zde satorový odpor R_s přepočítat pro tuto teplotu a dále s ní i pracovat. Satorový odpor vinutí jedné fáze při teplotě $t = 26^\circ \text{ C}$ bude

$$R_{s26^\circ} = \frac{235+26}{235+20} \cdot R_{s20^\circ} = \frac{235+26}{235+20} \cdot 2,92 = 2,98 \text{ } \Omega \quad (P153)$$

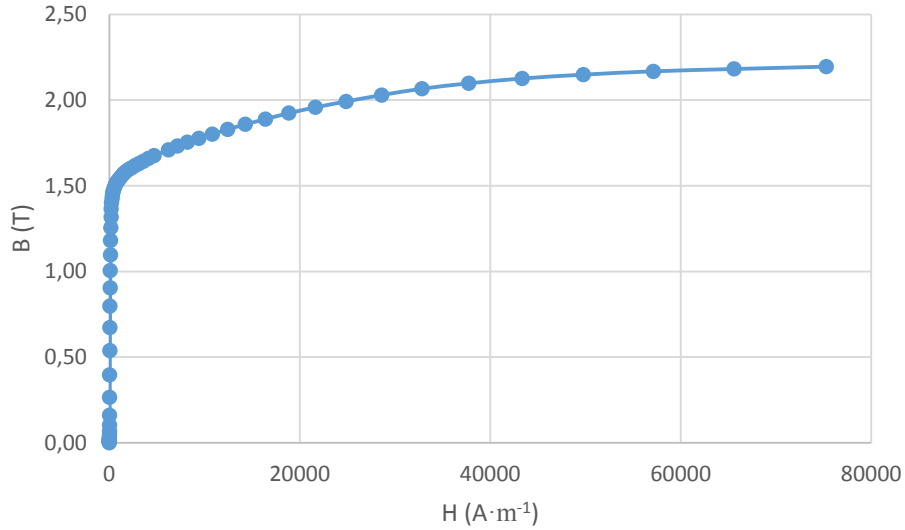
A konečně Jouleovy ztráty v mědi, resp. ztráty ve satorovém vinutí pro teplotu $t = 26^\circ \text{ C}$

$$\Delta P_{Cu} = m \cdot R_{s26^\circ} \cdot I_n^2 = 3 \cdot 2,98 \cdot 4,7^2 = 197,84 \text{ W} \quad (P154)$$

Ztráty v magnetickém obvodu stroje jsou způsobeny působením střídavého magnetického toku. Ztráty v železe stroje dělíme do dvou hlavních skupin, tedy

1. Ztráty hysterezi
2. Ztráty vířivými proudy

Výrobce plechů obvykle udává hodnoty měrných ztrát pro indukci 1 T (p_{10}) a $1,5 \text{ T}$ (p_{15}) při frekvenci 50 Hz [76], přičemž tyto hodnoty již v sobě zahrnují oba dva typy výše uvedených ztrát. V analyzovaném stroji jsou použity plechy M800 50A (obr. P44), pro které výrobce uvádí $p_{10} = 3,05 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1}$ a pro $p_{15} = 6,60 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1}$.



Obr. P44 – Magnetizační křivka plechů M800 – 50A v analyzovaném stroji [74], [76]

Pro ztráty v různých částech magnetického obvodu stroje platí vztah (P36), přičemž ztráty dodatečné jsou již v tomto vztahu zakomponované. Po dosazení obdržíme

$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe} + \Delta P_d &= \Delta P_{Fe,z} + \Delta P_{Fe,j} = k_{Fe,z} \cdot p_{10} \cdot \left(\frac{B_{max,z}}{1T}\right)^2 \cdot m_{Fe,z} \cdot \left(\frac{f_n}{50}\right)^{1,3} \cdot k_{h,z} + k_{Fe,j} \cdot p_{10} \cdot \\ &\left(\frac{B_{max,j}}{1T}\right)^2 \cdot m_{Fe,j} \cdot \left(\frac{f_n}{50}\right)^{1,3} \cdot k_{h,j} \cdot k_{ad,j} = 2 \cdot 3,05 \cdot \left(\frac{1,843}{1}\right)^2 \cdot 1,63 \cdot \left(\frac{46,26}{50}\right)^{1,3} \cdot 1,0026 + 1,7 \cdot 3,05 \cdot \\ &\left(\frac{1,480}{1}\right)^2 \cdot 6,11 \cdot \left(\frac{46,26}{50}\right)^{1,3} \cdot 1,0025 \cdot 1,7 = 137,50 W \end{aligned} \quad (P155)$$

kde pro zuby platí

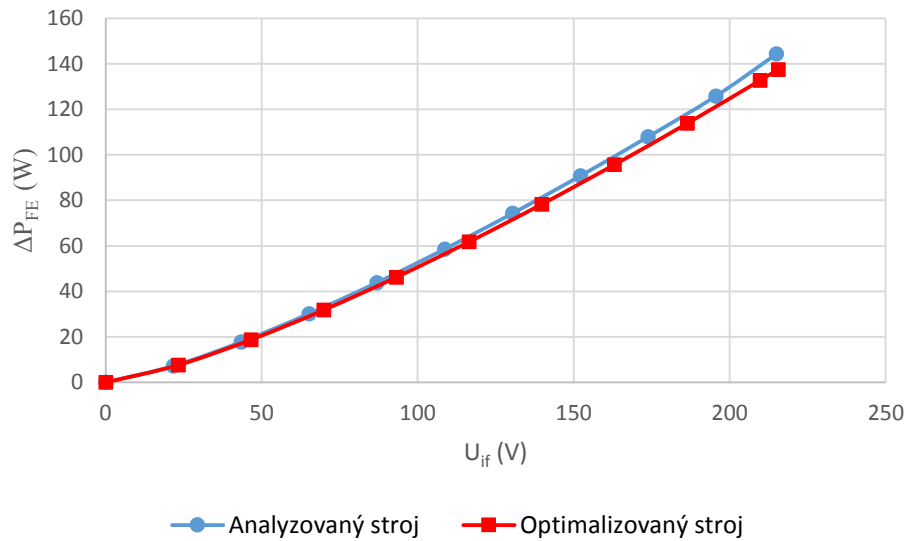
$$\begin{aligned} k_{5,7,11,13,z} &= 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{max,n,tan,h}^2 + B_{max,n,nor,h}^2}{B_{max,n,tan,1}^2 + B_{max,n,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{B_{max,z,tan,5}^2 + B_{max,z,nor,5}^2 + B_{max,z,tan,7}^2 + B_{max,z,nor,7}^2 + B_{max,z,tan,11}^2 + B_{max,z,nor,11}^2 + B_{max,z,tan,13}^2 + B_{max,z,nor,13}^2}{B_{max,z,tan,1}^2 + B_{max,z,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0,072^2 + 0^2 + 0,063^2}{0,0092 + 1,843^2} \right) = 1 + 0,0026 = 1,0026 \end{aligned} \quad (P156)$$

a pro jho

$$\begin{aligned} k_{5,7,11,13,j} &= 1 + \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{B_{max,n,tan,h}^2 + B_{max,n,nor,h}^2}{B_{max,n,tan,1}^2 + B_{max,n,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{B_{max,j,tan,5}^2 + B_{max,j,nor,5}^2 + B_{max,j,tan,7}^2 + B_{max,j,nor,7}^2 + B_{max,j,tan,11}^2 + B_{max,j,nor,11}^2 + B_{max,j,tan,13}^2 + B_{max,j,nor,13}^2}{B_{max,j,tan,1}^2 + B_{max,j,nor,1}^2} \right) = 1 + \\ &\left(\frac{0^2 + 0^2 + 0^2 + 0^2 + 0,054^2 + 0,016^2 + 0,047^2 + 0,013^2}{0,166^2 + 1,471^2} \right) = 1 + 0,0025 = 1,0025 \end{aligned} \quad (P157)$$

Následně pak již zbývá určit mechanické ztráty. Zde obdržíme

$$\Delta P_{mech} = 3 \cdot \frac{k_b \cdot m_r \cdot n_n}{100 \cdot \pi} = 3 \cdot \frac{1,73 \cdot 1387,8}{100 \cdot \pi} = 96,74 \text{ W} \quad (\text{P158})$$



Obr. P45 – Srovnání závislosti ztrát v železe na indukovaném napětí (analytický výpočet) [74]

Celkové ztráty pak získáme sečtením dílčích ztrát, přičemž ztráty aditivní ΔP_d jsou již zakomponované v ztrátách v železe ΔP_{Fe} a tedy

$$\Delta P_c = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d = 197,84 + 137,50 + 96,74 = 432,08 \text{ W} \quad (\text{P159})$$

S ohledem na výslednou hodnotu analyticky získaných ztrát pak můžeme následně vypočítat novou předpokládanou účinnost a tedy

$$\eta = \frac{P_1}{P} = \frac{P_1}{P_1 + \Delta P_c} = \frac{3000}{3000 + 432,08} = \frac{3000}{3432,08} = 0,8741 \quad (\text{P160})$$

a po násobení konstantou obdržíme účinnost v procentech, tedy

$$\eta_{\%} = \eta \cdot 100 = 0,8741 \cdot 100 = 87,41 \% \quad (\text{P161})$$

TEPELNĚ – VENTILAČNÍ VÝPOČET

V první fázi je nutno vypočítat střední délku jednoho závitu podle vztahu $l_{av} = 2 \cdot l_i + 2,4 \cdot w_c + 0,1$; kde l_i je aktivní délka železa statoru a w_c je cívkový krok vyjádřený v délkové míře [8]. Střední délka jednoho závitu bude

$$l_{av} = 2 \cdot l_i + 2,4 \cdot w_c + 0,1 = 2 \cdot 0,09 + 2,4 \cdot 0,052 + 0,1 = 0,4048 \text{ m} \quad (\text{P162})$$

Elektrické, resp. *Jouleovy ztráty* ve vinutí statoru můžeme v případě optimalizovaného stroje rozdělit na ztráty v drážkách ΔP_{CuD} a ztráty v čelech cívek $\Delta P_{Cuč}$. Pro ztráty v drážkách můžeme psát

$$\Delta P_{CuD} = k_p \cdot \Delta P_{Cu} \cdot \frac{2 \cdot l_i}{l_{av}} = 1,07 \cdot 197,84 \cdot \frac{2 \cdot 0,09}{0,4048} = 94,13 \text{ W} \quad (\text{P163})$$

kde k_p je činitel zvýšení ztrát ve srovnání se ztrátami při výpočtové teplotě a pro třídu izolace F nabývá hodnoty 1,07; ΔP_{Cu} jsou celkové ztráty ve statorovém vinutí, l_i je délka svazku a l_{av} je střední délka jednoho závitu.

Oteplení vnitřního povrchu statorového svazku nad teplotu vzduchu uvnitř generátoru pak můžeme spočítat podle vztahu

$$\Delta \vartheta_{vps} = K \cdot \frac{\Delta P_{CuD} + \Delta P_{Fe}}{\pi \cdot D_1 \cdot l_i \cdot \alpha_\vartheta} = 0,2 \cdot \frac{94,13 + 137,50}{\pi \cdot 0,1 \cdot 0,09 \cdot 92} = 17,69 \text{ °C} \quad (\text{P164})$$

kde K je střední hodnota součinitele pro výpočet oteplení povrchu asynchronních motorů. Protože stator optimalizovaného synchronního stroje je převzat z asynchronního stroje, bude i převzata hodnota součinitele, a to z tab. 6.30, str. 296 [72], kde nabývá hodnoty $K = 0,2$ pro 4pólový stroj. ΔP_{CuD} jsou elektrické ztráty té části vinutí optimalizovaného stroje, jež se nachází v drážkách, ΔP_{Fe} jsou celkové ztráty v železe optimalizovaného stroje, D_1 je vnitřní průměr statoru, l_i je délka svazku a α_ϑ je střední hodnota součinitele přestupu tepla (obr. 6.59a – osová výška $H < 160 \text{ mm}$, str. 294 [72]) a pro optimalizovaný stroj nabývá hodnoty $\alpha_\vartheta = 92 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$.

Následně výpočtový obvod statorové drážky

$$\begin{aligned} O_d &= 2 \cdot h_d + b_1 + b_2 = 2 \cdot (h_0 + h_1 + h_2) + b_1 + b_2 = \\ &= 2 \cdot (0,5 + 0,9 + 17,3) + 4 + 6,44 = 47,84 \text{ mm} \cong 0,0478 \text{ m} \end{aligned} \quad (\text{P165})$$

kde b_1, b_2, h_0, h_1, h_2 , resp. h_d jsou jednotlivé rozměry drážky dle obr. P41.

A teplotní spád v izolaci drážkové části statorového vinutí pak bude

$$\Delta \vartheta_{iz_dcsv} = \frac{\Delta P_{CuD}}{Q_s \cdot O_d \cdot l_i} \cdot \left(\frac{h_{iz_d}}{\lambda_{setv}} + \frac{b_1 + b_2}{16 \cdot \lambda'_{setv}} \right) = \frac{94,13}{36 \cdot 0,0478 \cdot 0,09} \cdot \left(\frac{0,0002}{0,16} + \frac{0,004 + 0,00644}{16 \cdot 1,1} \right) = 1,118 \text{ °C} \quad (\text{P166})$$

kde ΔP_{CuD} jsou elektrické ztráty té části vinutí optimalizovaného stroje, jež se nachází v drážkách, Q_s je celkový počet statorových drážek, O_d je výpočtový obvod statorové drážky, l_i je délka svazku, h_{iz_d} je tloušťka drážkové izolace, b_1 a b_2 jsou jednotlivé rozměry drážky dle obr. P41, λ_{setv} je střední ekvivalentní tepelná vodivost drážkové izolace a pro třídu izolace F nabývá hodnoty $\lambda_{setv} = 0,16 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$ a λ'_{setv} je střední tepelná vodivost vnitřní izolace cívky vsypávaného vinutí z lakovaných drátů s uvažováním faktu, že dráty k sobě těsně nepřiléhají. Hodnota je vyhledána z obr. 6.62, str. 296 [72] a pro optimalizovaný stroj nabývá přibližně hodnoty $\lambda'_{setv} = 1,1 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$.

Pro ztráty v čelech statorového vinutí platí

$$\Delta P_{Cu\check{c}} = k_p \cdot \Delta P_{Cu} \cdot \frac{2 \cdot l_{\check{c}}}{l_{av}} = 1,07 \cdot 197,84 \cdot \frac{2 \cdot 0,0992}{0,4048} = 103,75 \text{ W} \quad (\text{P167})$$

kde k_p je činitel zvýšení ztrát ve srovnání se ztrátami při výpočtové teplotě a pro třídu izolace F nabývá hodnoty 1,07; ΔP_{Cu} jsou celkové ztráty ve statorovém vinutí, $l_{\check{c}}$ je délka čela vinutí a l_{av} je střední délka jednoho závitu.

a teplotní spád na tloušťce izolace čel

$$\Delta \vartheta_{iz_{\check{c}}} = \frac{\Delta P_{Cu\check{c}}}{2 \cdot Q_s \cdot O_{\check{c}} \cdot l_{\check{c}}} \cdot \left(\frac{h_{iz_{\check{c}}}}{\lambda_{setv}} + \frac{h_d}{12 \cdot \lambda'_{setv}} \right) = \frac{103,75}{2 \cdot 36 \cdot 0,0478 \cdot 0,0992} \cdot \left(\frac{0}{0,16} + \frac{0,0187}{12 \cdot 1,1} \right) = 0,431 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (\text{P168})$$

kde $\Delta P_{Cu\check{c}}$ jsou elektrické ztráty v čelech statorového vinutí, Q_s je celkový počet statorových drážek, $O_{\check{c}}$ je výpočtový obvod čela a předpokládá se, že $O_d = O_{\check{c}}$ [72], $l_{\check{c}}$ je délka čela vinutí, $h_{iz_{\check{c}}}$ je jednostranná tloušťka izolace čel cívky (v tomto případě čela izolovaná nejsou, takže $h_{iz_{\check{c}}} = 0$, h_d je celková výška drážky dle obr. P41, λ_{setv} je střední ekvivalentní tepelná vodivost drážkové izolace a pro třídu izolace F nabývá hodnoty $\lambda_{setv} = 0,16 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$ a λ'_{setv} je střední tepelná vodivost vnitřní izolace cívky vsypávaného vinutí z lakovaných drátů s uvažováním faktu, že dráty k sobě těsně nepřiléhají. Hodnota je vyhledána z obr. 6.62, str. 296 [72] a pro optimalizovaný stroj nabývá přibližně hodnoty $\lambda'_{setv} = 1,1 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$.

Pro vyložení čel statorového vinutí platí

$$l_{v\check{c}} = K_{v\check{c}} \cdot b_{\check{c}} + B_{\check{c}} = 0,4 \cdot 0,093 + 0,01 = 0,047 \text{ m} \quad (\text{P169})$$

kde $K_{v\check{c}}$ je činitel potřebný k výpočtu rozměru čel (tab. 6.19, str. 244 [72]) a závisí na počtu pólů a také i na tom, zdali jsou čela izolovaná, či nikoliv; $B_{\check{c}}$ je délka přímé části cívky při výstupu z drážky od čela statorového svazku do začátku ohybu čela. V tomto případě platí pro $B_{\check{c}}$ hodnota 0,01 m, neboť optimalizovaný stroj splňuje výrobní proces, kdy vsypávané vinutí je zakládáno do drážek před zalisováním navinutého svazku do kostry (statorového tělesa) a $b_{\check{c}}$ závisí na vnitřním průměru statoru, výšce drážky a počtu pólů. Pro něj platí

$$b_{\check{c}} = \frac{\pi \cdot (D_1 + h_d)}{2 \cdot p} \cdot \beta_1 = \frac{\pi \cdot (0,1 + 0,0187)}{4} \cdot 1 = 0,093 \text{ m} \quad (\text{P170})$$

Kde D_1 je vnitřní průměr statoru, h_d je celková výška drážky dle obr. P41, p je počet pólů a β_1 je poměrné zkrácení kroku statorového vinutí a v případě optimalizovaného stroje nabývá pochopitelně hodnoty 1 (jednovrstvé vinutí).

Následně oteplení vnějšího povrchu čel nad teplotu vzduchu uvnitř stroje pak bude

$$\Delta\vartheta_{vp\check{c}} = K \cdot \frac{\Delta P_{Cu\check{c}}}{2 \cdot \pi \cdot D_1 \cdot l_{v\check{c}} \cdot \alpha_{\vartheta}} = 0,2 \cdot \frac{103,75}{2 \cdot \pi \cdot 0,1 \cdot 0,047 \cdot 92} = 7,64 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (\text{P171})$$

kde K je střední hodnota součinitele pro výpočet oteplení povrchu asynchronních motorů. Protože stator optimalizovaného synchronního stroje je převzat z asynchronního stroje, bude i převzata hodnota součinitele, a to z tab. 6.30, str. 296 [72], kde nabývá hodnoty $K = 0,2$ pro 4pólový stroj. $\Delta P_{Cu\check{c}}$ jsou elektrické ztráty v čelech cívek, D_1 je vnitřní průměr statoru, $l_{v\check{c}}$ je vyložení čel statorového vinutí a α_{ϑ} je střední hodnota součinitele přestupu tepla (obr. 6.59a – osová výška $H < 160 \text{ mm}$, str. 294 [72]) a pro optimalizovaný stroj nabývá hodnoty $\alpha_{\vartheta} = 92 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$.

Střední oteplení statorového vinutí nad teplotu vzduchu uvnitř stroje můžeme vypočítat dle vztahu

$$\begin{aligned} \Delta\vartheta_s &= \frac{(\Delta\vartheta_{vps} + \Delta\vartheta_{iz_dcsv}) \cdot 2 \cdot l_i}{l_{av}} + \frac{(\Delta\vartheta_{iz_c} + \Delta\vartheta_{vp\check{c}}) \cdot 2 \cdot l_{\check{c}}}{l_{av}} = \\ &= \frac{(17,69 + 1,118) \cdot 2 \cdot 0,0992}{0,4048} + \frac{(0,431 + 7,64) \cdot 2 \cdot 0,0992}{0,4048} = 13,17 \text{ } ^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (\text{P172})$$

kde $\Delta\vartheta_{vps}$ je oteplení vnitřního povrchu statorového svazku nad teplotu vzduchu uvnitř generátoru, $\Delta\vartheta_{iz_dcsv}$ je teplotní spád v izolaci drážkové části statorového vinutí, $l_{\check{c}}$ je délka čela vinutí, l_{av} je střední délka jednoho závitu, l_i je délka svazku, $\Delta\vartheta_{iz_c}$ je teplotní spád na tloušťce izolace čel a $\Delta\vartheta_{vp\check{c}}$ je oteplení vnějšího povrchu čel nad teplotu vzduchu uvnitř stroje.

Následně součet všech ztrát v generátoru při jmenovitém zatížení a normální pracovní teplotě bude

$$\Delta P_c = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_d = 197,84 + 137,50 + 96,74 = 432,08 \text{ W} \quad (\text{P173})$$

kde ΔP_{Cu} jsou ztráty ve vinutí, ΔP_{Fe} jsou ztráty v železe, ΔP_{mech} jsou mechanické ztráty a ΔP_d jsou ztráty přídatné (zakomponované již ve ztrátách v železe (viz. Příloha P6).

a po úpravě (resp. po přenásobení) bude

$$\Delta P'_c = \Delta P_c + (k_p - 1) \cdot \Delta P_{Cu} = 432,08 + (1,07 - 1) \cdot 197,84 = 445,93 \text{ W} \quad (\text{P174})$$

kde ΔP_c je součet všech ztrát ve stroji při jmenovitém zatížení, k_p je činitel zvýšení ztrát ve srovnání se ztrátami při výpočtové teplotě a pro třídu izolace F nabývá hodnoty 1,07 a ΔP_{Cu} jsou *Jouleovy ztráty* ve vinutí.

Následně součet ztrát odváděných do vzduchu uvnitř stroje bude

$$\begin{aligned} \Delta P_v &= \Delta P'_c - (1 - K) \cdot (\Delta P_{CuD} + \Delta P_{Fe}) - 0,9 \cdot \Delta P_{mech} = \\ &= 445,93 - (1 - 0,2) \cdot (94,13 + 137,50) - 0,9 \cdot 96,74 = 173,56 \text{ W} \end{aligned} \quad (\text{P175})$$

kde $\Delta P'_c$ je upravený, resp. přenásobený součet všech ztrát v generátoru při jmenovitém zatížení a normální pracovní teplotě, K je střední hodnota součinitele pro výpočet oteplení povrchu asynchronních motorů. Protože stator optimalizovaného synchronního stroje je převzat z asynchronního stroje, bude i převzata hodnota součinitele, a to z tab. 6.30, str. 296 [72], kde nabývá hodnoty $K = 0,2$ pro 4pólový stroj, ΔP_{CuD} jsou elektrické ztráty té části vinutí optimalizovaného stroje, jež se nachází v drážkách, ΔP_{Fe} jsou ztráty v železe a ΔP_{mech} jsou mechanické ztráty.

Pro ekvivalentní ochlazovací povrch tělesa platí

$$S_t = (\pi \cdot D_e + 8 \cdot O_z) \cdot (l_i + 2 \cdot l_{v\check{c}}) = \quad (P176) \\ = (\pi \cdot 0,156 + 8 \cdot 0,19) \cdot (0,09 + 2 \cdot 0,047) = 0,37 \text{ m}^2$$

kde D_e je vnější průměr statoru, O_z je střední hodnota obvodu příčného řezu žeber asynchronních motorů jednotné řady a pro osovou výšku $H = 100 \text{ mm}$ odpovídá $O_z = 0,19 \text{ m}$ (čerpáno z obr. 6.63, str. 298 [72], neboť nejen stator, ale i celá kostra – statorové těleso, byla převzata z asynchronního stroje), l_i je délka svazku a $l_{v\check{c}}$ je vyložení čel statorového vinutí.

Oteplení vzduchu ve stroji nad teplotu okolí pak vypočítáme dle vztahu

$$\Delta\vartheta_v = \frac{\Delta P_v}{S_t \cdot \alpha_v} = \frac{173,56}{0,37 \cdot 20} = 23,45 \text{ °C} \quad (P177)$$

kde ΔP_v je součet ztrát odváděných do vzduchu uvnitř stroje, S_t je ekvivalentní ochlazovací povrch tělesa a α_v je střední hodnota součinitele přestupu tepla (obr. 6.59a – vnější průměr statoru $D_e = 156 \text{ mm}$, str. 294 [72]) a pro optimalizovaný stroj nabývá hodnoty $\alpha_g = 20 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$.

Střední oteplení statorového vinutí nad teplotu okolí pak bude

$$\Delta\vartheta_{s1} = \Delta\vartheta_s + \Delta\vartheta_v = 13,17 + 23,45 = 36,62 \text{ °C} \quad (P178)$$

kde $\Delta\vartheta_s$ střední oteplení statorového vinutí nad teplotu vzduchu uvnitř stroje a $\Delta\vartheta_v$ je oteplení vzduchu ve stroji nad teplotu okolí.

Činitel uvažující změnu chladících podmínek po délce povrchu kostry, ofukovaného vnějším ventilátorem, bude

$$k_m = m_{ch} \cdot \sqrt{\frac{n_n \cdot D_e}{100}} = 1,8 \cdot \sqrt{\frac{1388 \cdot 0,156}{100}} = 2,65 \quad (P179)$$

kde m_{ch} je činitel, jež nabývá hodnoty 1,8, neboť splňuje podmínku $2p \geq 4$ a osová výška $H \leq 132 \text{ mm}$ (str. 300 [72]), n_n jsou jmenovité otáčky optimalizovaného stroje a D_e je vnější průměr statoru.

Potřebný průtok vzduchu pro ventilaci bude

$$Q_v = \frac{k_m \cdot \Delta P_v}{1100 \cdot \Delta \vartheta_v} = \frac{2,65 \cdot 173,56}{1100 \cdot 23,45} = 0,0178 \, m^3 \cdot s^{-1} \quad (P180)$$

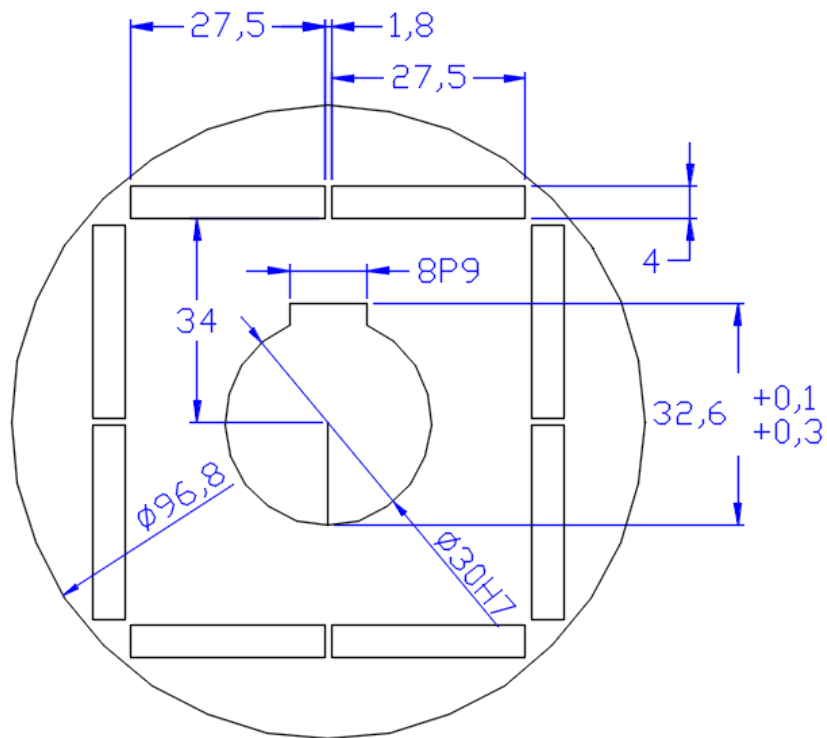
kde k_m je činitel uvažující změnu chladicích podmínek po délce povrchu kostry, ofukovaného vnějším ventilátorem; ΔP_v je součet ztrát odváděných do vzduchu uvnitř stroje a $\Delta \vartheta_v$ je oteplení vzduchu ve stroji nad teplotu okolí.

a průtok vzduchu, který dodává vnější ventilátor

$$Q_{vv} = 0,6 \cdot D_e^3 \cdot \frac{n_n}{100} = 0,6 \cdot 0,156^3 \cdot \frac{1388}{100} = 0,0316 \, m^3 \cdot s^{-1} \quad (P181)$$

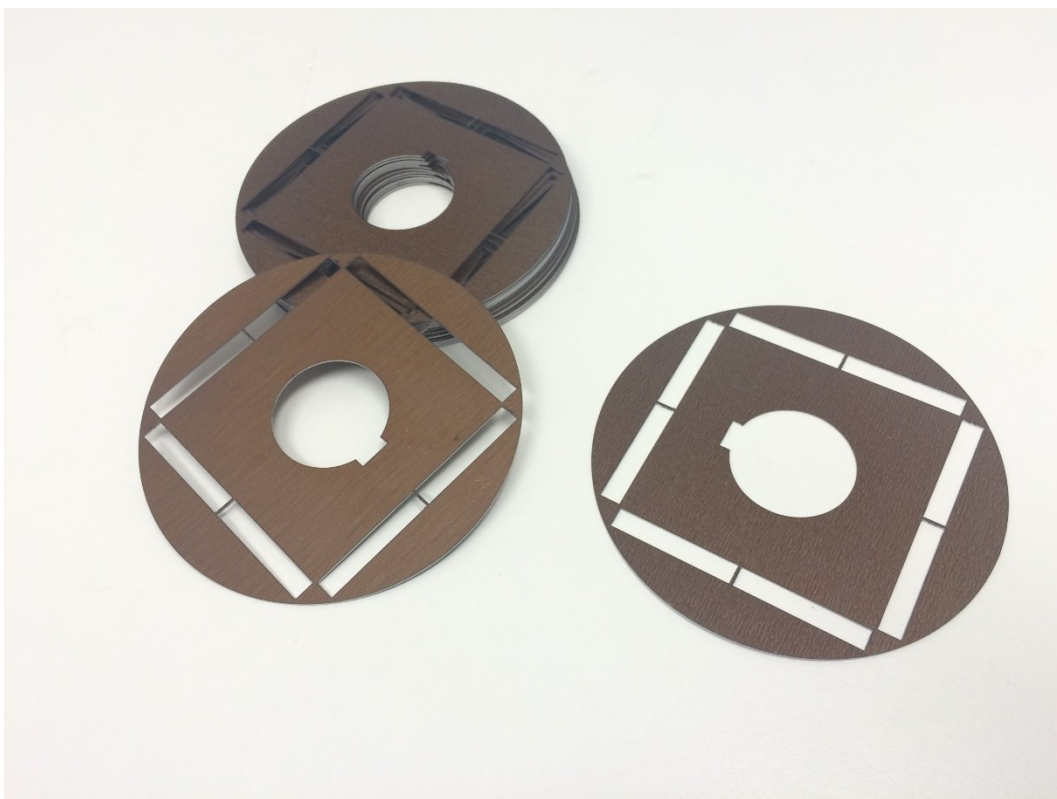
kde n_n jsou jmenovité otáčky optimalizovaného stroje a D_e je vnější průměr statoru.

Z výsledků je tedy patrné, že ventilátor dodává při jmenovitých otáčkách průtok vzduchu větší, než je průtok vyžadovaný. Dá se tedy předpokládat, že ventilátor původně převzatý z asynchronního stroje vyhovuje z pohledu chlazení i pro současný optimalizovaný stroj. Nyní již tedy máme veškerá potřebná data k výrobě prototypu. Protože však stator je zachován z analyzovaného stroje, bude fakticky realizován pouze rotor. Z toho i plyne skutečnost, že pro rotorovou část analytický návrh proveden není. S ohledem na výše uvedené skutečnosti a zvolenou strategii výzkumu jsou tedy základní rozměry rotoru (vnější průměr, materiál plechů, tloušťka plechů, rozměry hřídele, materiál hřídele, ložiska apod.) shodné s rotorem analyzovaného stroje. Změny lze identifikovat pouze v drážkách pro magnety – tedy jejich rozměry, počet a uložení rotorových drážek. Ty byly získány jako výstup dílčího výzkumu, jehož výsledky se ukázaly jako nejvýznamnější.



Obr. P46 – Rotorový plech optimalizovaného stroje (prototyp)

Obr. P46 ukazuje jednoduchý výkres rotorového plechu, jež byl v požadovaném počtu kusů vyroben a následně tyto plechy byly jako jeden celý svazek na hřídel nalisovány. Následovalo vložení a mechanické zajištění (vysokoteplotní lepidlo) magnetů do drážek. Před vložení rotoru do dutiny statoru včetně uzavření statorového tělesa ložiskovými štíty pochopitelně následovalo vyvážení rotoru. Obr. P47 a P48 pak ukazují průběh vybraných realizačních etap.



Obr. P47 – Rotorové plechy prototypu



Obr. P48 – Hotový rotor – prototyp (stroj před uzavřením ložiskovými štíty)

PŘÍLOHA P25 – VERIFIKACE NAVRŽENÝCH POSTUPŮ MĚŘENÍ NA REÁLNÉM PROTOTYPU

Vybraný model (výstup kap. 3.2.1.3 – II. etapa výzkumu) byl na samém konci výzkumu realizován (viz obr. P48) a následné měření „naprázdno“, „nakrátko“ včetně měření zatěžovacích charakteristik si kladlo za cíl posoudit zlepšení vybraných provozních vlastností – zejména tedy zvýšení účinnosti důsledkem snížení ztrát ve stroji.

Jak již bylo řečeno, statorová část stroje zůstala zachována, a tedy do výroby šel pouze rotor. I v tomto případě však materiály pro výrobu (hřídel, plechy, magnety, ložiska apod.) zůstaly zachovány. Výstupy měření – tedy změny (resp. zlepšení) vybraných provozních vlastností tak bude pouze důsledkem zavedení paralelních magnetů včetně jejich optimálních rozměrů a nejvhodnější pozice vertikálního uložení v železe.

Analyticky získaná charakteristika „naprázdno“ bude vypočítána stejným postupem, jako v případě analyzovaného stroje (kap. 3.1.1). Pro výpočet indukovaného napětí jedné fáze platí vztah

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot \phi_h \cdot N_s \cdot k_{v1} \quad (\text{P182})$$

kde U_{if} je fázová hodnota indukovaného napětí, f_n je frekvence odpovídající otáčkám, při kterých se indukuje napětí U_{if} , ϕ_h je magnetický tok příslušné harmonické složky, N_s je počet závitů v jedné fázi v sérii a k_{v1} je činitel vinutí.

Magnetický tok ϕ_h příslušné harmonické složky h můžeme vyjádřit jako

$$\phi_h = \frac{2}{\pi} \cdot B_\delta \cdot \frac{t_p}{h} \cdot l_i \quad (\text{P183})$$

kde B_δ je hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře, t_p je pólová rozteč, l_i je délka aktivního svazku železa a h je řád harmonické.

Aplikujeme-li vztah pro pólovou rozteč $t_p = \frac{\pi \cdot D_1}{2 \cdot p}$, obdržíme upravený vztah (P183)

$$\phi_h = \frac{2}{\pi} \cdot B_\delta \cdot \frac{t_p}{h} \cdot l_i = \frac{2}{\pi} \cdot B_\delta \cdot \frac{\frac{\pi \cdot D_1}{2 \cdot p}}{h} \cdot l_i = \frac{B_\delta \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} \quad (\text{P184})$$

a konečně dosazením do vztahu (P182) obdržíme modifikovanou rovnici pro výpočet fázové hodnoty indukovaného napětí

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot N_s \cdot k_{v1} \cdot \frac{B_\delta \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} \quad (\text{P185})$$

Vztah (P185) poslouží k výpočtům několika fázových hodnot indukovaného napětí, přičemž všechny budou počítány pro základní harmonickou, tedy $h = 1$. Protože jsou otáčky závislé na frekvenci, tedy $n_n = f(f_n)$, bude snahou fázové hodnoty indukovaného napětí počítat pro stejný rozsah otáček, jak tomu bylo v případě měření „naprázdno“, a to z důvodu přehlednosti později srovnávaných charakteristik. Pro frekvenci f_n platí

$$f_n = \frac{n \cdot p}{60} \quad (\text{P186})$$

kde pro $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ bude frekvence $f_n = \frac{n \cdot p}{60} = \frac{1500 \cdot 2}{60} = 50 \text{ Hz}$ a po dosazení do (P185) bude fázová hodnota indukovaného napětí rovna

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot N_s \cdot k_{v1} \cdot \frac{B_\delta \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot 230 \cdot 0,9597 \cdot \frac{1,056 \cdot 0,1 \cdot 0,09}{2 \cdot 1} = 233,01 \text{ V} \quad (\text{P187})$$

a pro $n = 500 \text{ min}^{-1}$ bude frekvence $f_n = \frac{n \cdot p}{60} = \frac{500 \cdot 2}{60} = 16,67 \text{ Hz}$ a opět po dosazení do (P185) bude fázová hodnota indukovaného napětí rovna

$$U_{if} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_n \cdot N_s \cdot k_{v1} \cdot \frac{B_\delta \cdot D_1 \cdot l_i}{p \cdot h} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 16,67 \cdot 230 \cdot 0,9597 \cdot \frac{1,056 \cdot 0,1 \cdot 0,09}{2 \cdot 1} = 77,69 \text{ V} \quad (\text{P188})$$

Výše uvedeným postupem pak obdržíme pro rozsah otáček $0 - 2000 \text{ min}^{-1}$ tabulku P49, jejíž výstupem je analytický získaná charakteristika „naprázdno“ (obr. P49).

Tab. P49 – Výpočet charakteristiky „naprázdno“ – optimalizovaný stroj

$U_{if} [\text{V}]$	$n [\text{min}^{-1}]$	$f_n [\text{Hz}]$	$p [-]$	N_s	k_{v1}	B_δ^{21}	l_i	D_1
0,00	0	0,00	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
15,52	100	3,33	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
31,08	200	6,67	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
46,60	300	10,00	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
62,12	400	13,33	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
77,69	500	16,67	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
93,20	600	20,00	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
108,72	700	23,33	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
124,29	800	26,67	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
139,81	900	30,00	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
155,32	1000	33,33	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
170,89	1100	36,67	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
186,41	1200	40,00	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
201,93	1300	43,33	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
217,49	1400	46,67	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
233,01	1500	50,00	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
248,53	1600	53,33	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
264,09	1700	56,67	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
279,61	1800	60,00	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1

²¹ Do výpočtu byla použita hodnota magnetické indukce $B_\delta = 1,056 \text{ T}$, získaná metodou konečných prvků (FEM)

295,13	1900	63,33	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1
310,70	2000	66,67	2	230	0,9597	1,056	0,09	0,1

Následující tabulka P50 pak ukazuje výsledky měření „naprázdno“ pro sdružené a fázové hodnoty svorkového napětí generátoru. Charakteristika naprázdno byla měřena pro otáčky v rozmezí od 0 do 2000 min⁻¹. Postup měření je shodný s postupem prezentovaným v kapitole 3.1.2.2

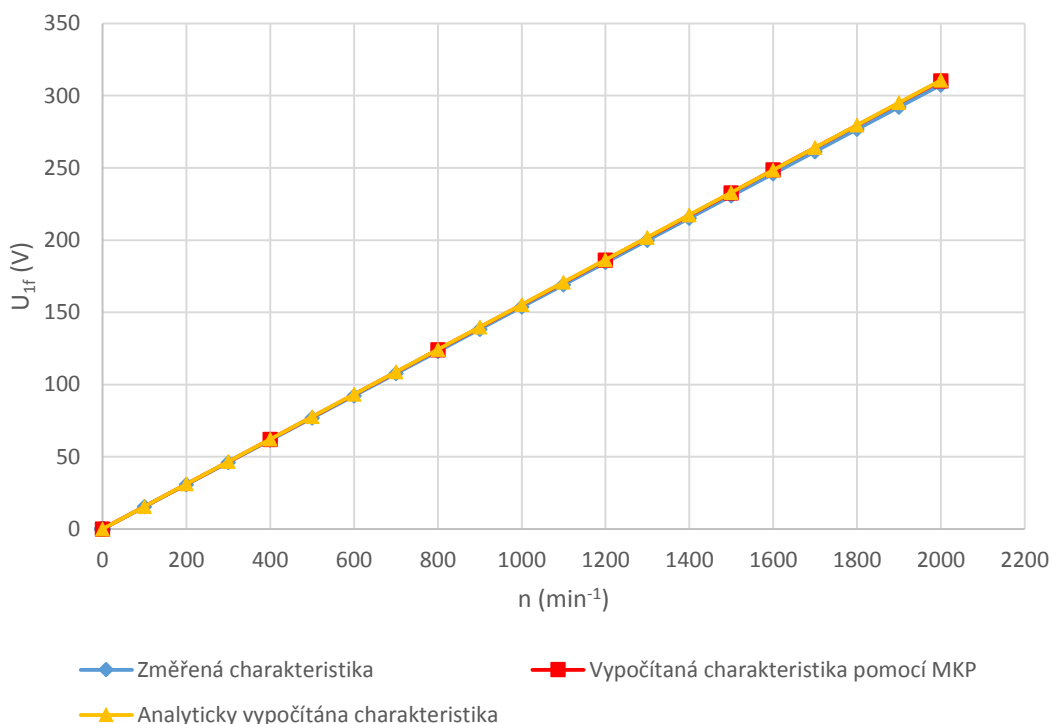
Tab. P50 – Měření „naprázdno“ – naměřené hodnoty – optimalizovaný stroj

n [min ⁻¹]	U _r [V]	U _s [V]
0	0,00	0,00
100	15,37	26,63
200	30,75	53,26
300	46,12	79,89
400	61,50	106,51
500	76,87	133,14
600	92,24	159,77
700	107,62	186,40
800	122,96	213,03
900	138,37	239,66
1000	153,74	266,29
1100	169,11	292,91
1200	184,49	319,54
1300	199,86	346,17
1400	215,24	372,80
1500	230,62	399,45
1600	245,99	426,07
1700	261,37	452,70
1800	276,74	479,33
1900	292,12	505,96
2000	307,49	532,59

Hodnoty prezentované v tab. P51 byly získané pomocí MKP a tvoří tak podklad pro sestrojení odsimulované charakteristiky „naprázdno“. Ta následně poslouží pro účel srovnání s měřenou a analyticky získanou charakteristikou.

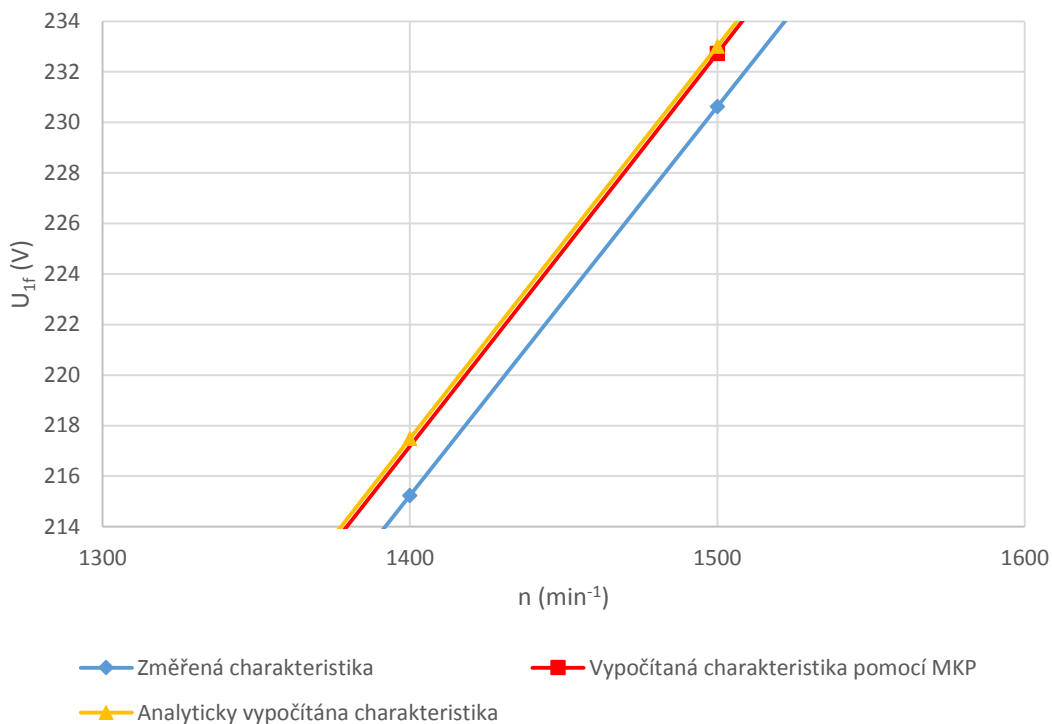
Tab. P51 – Charakteristika „naprázdno“ získaná pomocí MKP – optimalizovaný model

n [min^{-1}]	U_r [V]
0	0
400	62,06
800	124,13
1200	186,18
1500	232,73
1600	248,58
2000	310,31



Obr. P49 – Srovnání charakteristik „naprázdno“ – optimalizovaný stroj [74]

Přesnost optimalizovaného modelu a prototypu byla ověřována ve zvolených bodech (ve výsledku obr. P49 a detail na obr. P50) na změřené a vypočítané charakteristice generátoru tak, zdali jsme se co nejvíce přiblížili realitě. Hodnoty vypočtené a odsimulované jsou v tomto případě prakticky shodné, hodnoty získané měřením „naprázdno“ jsou o něco nižší, konkrétní rozdíl při otáčkách 1500 min^{-1} je přibližně $\Delta U_i = 2,39 \text{ V}$, což je dobrá shoda.



Obr. P50 – Srovnání charakteristik „naprázdno“ (detail v oblasti jmenovitých otáček) – optimalizovaný stroj [74]

V dalším kroku byla získána charakteristika „nakrátko“. Měření proběhlo při zkratovaných svorkách stroje s tím, že závislost proudu „nakrátko“ je opět vynesena stejným způsobem jako při měření „naprázdno“, tzn. v závislosti na otáčkách, tedy $I_k = f(n, f)$. Postup měření je shodný s postupem dle kapitoly 3.1.2.3. Naměřené hodnoty uvádí následující tabulka.

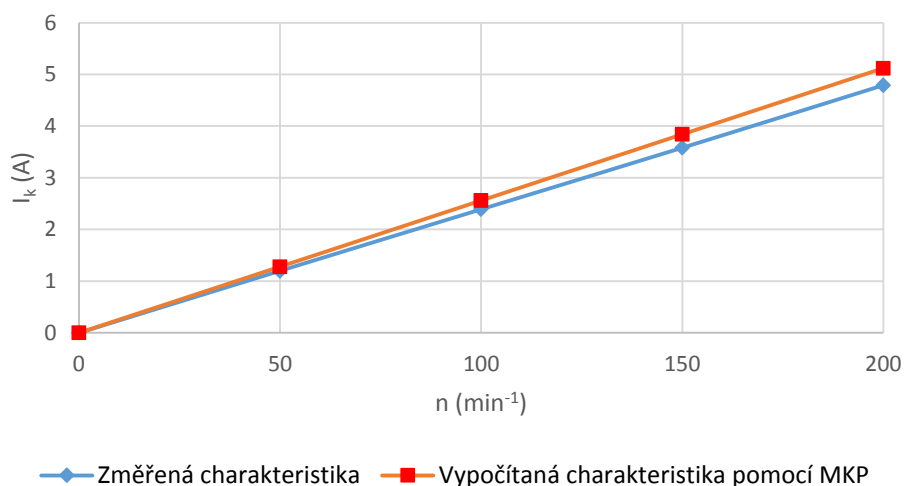
Tab. P52 – Měření „nakrátko“ – naměřené hodnoty – optimalizovaný stroj

n [min ⁻¹]	I _k [A]
0	0
50	1,20
100	2,39
150	3,58
200	4,79

Hodnoty prezentované v tab. P53 byly získané pomocí MKP a tvoří tak opět podklad pro sestrojení odsimulované charakteristiky „nakrátko“. Ta následně poslouží pro účel srovnání s měřenou charakteristikou.

Tab. P53 – Charakteristika „nakrátko“ získaná pomocí MKP – optimalizovaný model

n [min^{-1}]	I_k [A]
0	0
50	1,28
100	2,56
150	3,84
200	5,12



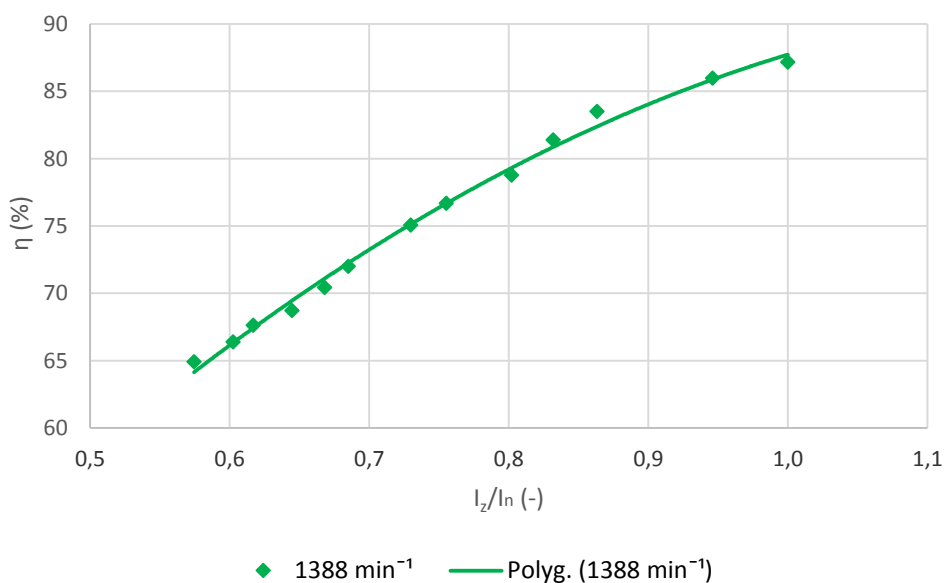
Obr. P51 – Ověření výstupu numerického modelu a reálného generátoru – charakteristiky „nakrátko“ – optimalizovaný stroj [74]

I v případě charakteristik „nakrátko“ (obr. P51) jsme dosáhli v celku dobré shody. Dá se tedy předpokládat, že strategie, jež postupně vedla od začátku výzkumu až k samotné realizaci prototypu, byla správná. Na závěr této přílohy pak budou ještě prezentovány výstupy měření zatěžovací charakteristiky.

Hlavní představu o vybraných provozních vlastnostech stroje za provozu nám dává jeho zatěžování. Důvodem měření zatěžovací charakteristiky bylo v tomto případě především vyhodnocení nové účinnosti. Postup měření je shodný s měřením podle kapitoly 3.1.2.4. Výstupy ukazuje následující tabulka, přičemž jejím výstupem je pak průběh účinnosti optimalizovaného stroje (obr. P52) – tedy prototypu.

Tab. P54 – Měření zatěžovací charakteristiky – naměřené hodnoty

I_z [A]	U_s [V]	U_f [V]	P_{el} [W]	f [Hz]	M [N·m]	n [min ⁻¹]	P_m [W]	η [-]	η [%]	I_z/I_n [-]
2,70	372,06	214,81	1739,96	46,27	18,44	1388	2680,16	0,6492	64,92	0,57
2,83	371,94	214,74	1824,46	46,27	18,91	1388	2748,09	0,6639	66,39	0,60
2,90	371,66	214,58	1866,85	46,23	19,00	1387	2760,38	0,6763	67,63	0,62
3,03	371,47	214,47	1949,53	46,20	19,55	1386	2836,92	0,6872	68,72	0,64
3,14	371,20	214,31	2018,80	46,20	19,74	1386	2865,58	0,7045	70,45	0,67
3,22	370,95	214,17	2068,88	46,17	19,81	1385	2873,05	0,7201	72,01	0,69
3,43	370,76	214,06	2202,68	46,17	20,23	1385	2934,16	0,7507	75,07	0,73
3,55	370,55	213,94	2278,46	46,17	20,48	1385	2971,00	0,7669	76,69	0,76
3,77	370,31	213,8	2418,08	46,13	21,18	1384	3069,02	0,7879	78,79	0,80
3,91	370,09	213,67	2506,35	46,13	21,24	1384	3079,05	0,8140	81,40	0,83
4,06	369,83	213,52	2599,17	46,10	21,49	1383	3112,78	0,8350	83,50	0,86
4,45	369,59	213,38	2846,57	46,10	22,86	1383	3311,12	0,8597	85,97	0,95
4,70	369,45	213,3	3007,36	46,10	23,82	1383	3450,39	0,8716	87,16	1,00



Obr. P52 – Průběh účinnosti optimalizovaného stroje [74]

Účinnost získaná měřením dosahuje, stejně jako i v případě analyzovaného stroje, poněkud nižší hodnoty, než účinnost získaná analytickými výpočty. Je to dáno především tím, že vzorce pro výpočet jednotlivých ztrát jsou založeny na experimentálně určených údajích a vyjadřují jejich závislost na konstrukci stroje, otáčkách a dalších faktorech. Zejména pak ztráty v železe, tedy jejich přesný výpočet, je prakticky nemožný. Zde byl použit přibližný vzorec (P36) získaný z výsledků značného počtu teoretických a experimentálních závěrů.